



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 08046517 A

**(43) Date of publication of application: 16.02.96**

(51) Int. Cl.

H03M 7/30  
G10L 7/04  
G10L 9/18  
G11B 20/10  
H03H 17/02  
H04B 14/04

(21) Application number: 06177046

(22) Date of filing: 28.07.94

(71) Applicant: SONY CORP

(72) Inventor: KONO MAKOTO

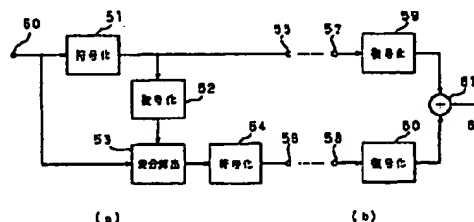
**(54) HIGH EFFICIENCY CODING AND DECODING SYSTEM**

(57) Abstract:

**PURPOSE:** To prevent generation of a pre-echo in the system where interchangeability is provided even to a reproduction device fixed by an existing low bit rate, the system with high sound quality using a higher bit rate is able to be introduced and bits are arranged completely optimizngly with respect to signals of every property.

**CONSTITUTION:** A high efficiency coder is provided with plural coding circuits 51, 54, a decoding circuit 52 decoding a signal subjected to coding processing, and a difference calculation circuit 53 calculating a difference between an input signal and a signal subjected to decoding processing. Then the input signal is coded and the coded signal is decoded and a difference between the decoded signal and the input signal is further coded and the result is transmitted to the high efficiency decoder together with the coded input signal. Furthermore, the high efficiency decoder is provided with plural decoding circuits 59, 60 and an adder circuit 61 synthesizing decoded signals and the coded signal from the high efficiency coder is decoded and the result is synthesized on time base and output signal is obtained.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-46517

(43) 公開日 平成8年(1996)2月16日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	FI	技術表示箇所
H03M 7/30	A	9382-5K		
	Z	9382-5K		
G10L 7/04	G			
9/18	C			
G11B 20/10	301 Z	7736-5D		

審査請求 未請求 請求項の数21 OL (全15頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平6-177046

(22) 出願日 平成6年(1994)7月28日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 光野 誠

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

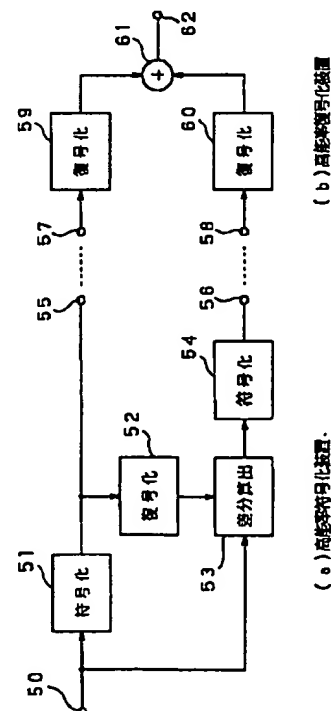
(74) 代理人 弁理士 小池 晃 (外2名)

(54) 【発明の名称】 高能率符号化及び復号化システム

(57) 【要約】

【構成】 高能率符号化装置は、複数の符号化回路51、54と、符号化処理された信号を復号化する復号化回路52と、入力信号と復号化処理された信号との差分を算出する差分算出回路53とを具備し、入力信号の符号化処理とその符号化処理した信号を復号化処理とを行い、復号化処理された信号と入力信号との差分をさらに符号化処理して、入力信号の符号化信号と共に高能率復号化装置へ伝送する。また、高能率復号化装置は、複数の復号化回路59、60と、復号化処理された信号を合成する加算回路61とを具備し、高能率符号化装置からの符号化信号を復号化処理した後、時間軸上で合成して出力信号とする。

【効果】 現存する低いビットレートで固定された再生機に対しても互換性を有し、より高いビットレートを用いた高音質のシステムを導入することができ、あらゆる性質の入力信号に対して、完全に最適なビット配分を行なうことができ、プリエコーの発生を防止できる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 供給された信号を符号化する複数の符号化回路と、符号化処理された信号を復号化する単数又は複数の復号化回路と、入力信号と復号化処理された信号との差分を算出する差分算出回路とを具備する高能率符号化装置と、

符号化処理された信号を復号化する複数の復号化回路と、復号化処理された信号を合成する合成手段とを具備する高能率復号化装置とを有し、

上記高能率符号化装置には、入力信号を符号化処理すると共に当該入力信号を符号化処理した符号化信号を復号化処理し、上記復号化処理された信号と入力信号との差分を算出し、当該差分信号を符号化処理した符号化信号と入力信号を符号化処理した符号化信号とを上記高能率復号化装置へ伝送する符号化手法を適用し、

上記高能率復号化装置には、上記伝送された符号化信号を復号化処理した後、時間軸上で合成して出力信号とする復号化手法を適用することを特徴とする高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 2】 上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は、同一の回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 3】 上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は、異なる回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 4】 上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路、又は上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路は、同一の回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 5】 上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路、又は上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路は、異なる回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 6】 上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は同一の回路であり、上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路又は上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路は同一の回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 7】 上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は異なる回路であり、上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路又は上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路は異なる回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 8】 上記高能率復号化装置は、上記高能率符号化装置から送られる上記入力信号の符号化信号及び複数又は単数の差分信号の一部の符号化信号、又は上記入力信号の符号化信号のみを用いて復号化処理を行うことを特徴とする請求項 1 に記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 9】 上記高能率符号化装置は、単数の入力信

号の符号化信号と、複数の上記差分信号の符号化信号とを出力することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 10】 上記高能率復号化装置は、高能率符号化装置の単数の入力信号の符号化信号及び複数の上記差分信号の符号化信号を復号化処理して合成することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 11】 上記高能率符号化装置は単数の入力信号の符号化信号と複数の上記差分信号の符号化信号とを出力し、上記高能率復号化装置は高能率符号化装置の単数の入力信号の符号化信号及び複数の上記差分信号の符号化信号を復号化処理して合成することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 12】 上記高能率符号化装置内の符号化回路は非線形の量子化を行い、上記高能率符号化装置内及び高能率復号化装置内の復号化回路は非線形の逆量子化を行うことを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 13】 上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化にのみ非線形の量子化を用い、高能率復号化装置内の差分信号の符号化信号の復号化にのみ非線形の逆量子化を用いることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 14】 上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化回路、及び高能率復号化装置内の差分信号の符号化信号の復号化回路では、可逆符号復号化処理を行うことを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 15】 上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化回路は、聴覚許容雑音スペクトルに対してより多く依存したビット割り当てを行うことを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 16】 上記高能率符号化装置及び高能率復号化装置は、複数チャンネル分の信号を処理することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 17】 上記高能率符号化装置の符号化回路は、マスキング効果の度合いを算出し、各処理ブロックの長さを決定することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 18】 上記高能率符号化装置の符号化回路は、直交変換によって時間軸上の信号を周波数軸上の信号へ変換すると共に周波数軸上の信号を複数の帯域へ分割し、上記高能率復号化装置の復号化回路は、逆直交変換によって周波数軸上の複数帯域の信号を時間軸上の信号へ変換することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 19】 上記直交変換として変更離散コサイン変換を用い、逆直交変換として逆変更離散コサイン変換

を用いることを特徴とする請求項1記載の高効率符号化及び復号化システム。

【請求項20】 上記高効率符号化装置の符号化回路は、時間軸上の単一帯域の信号をクワドラチャ・ミラー・フィルタによって複数の帯域の信号に分割し、上記高効率復号化装置の復号化回路は、インバース・クワドラチャ・ミラー・フィルタによって時間軸上の複数帯域に分割された信号を単一帯域の信号に合成することを特徴とする請求項1記載の高効率符号化及び復号化システム。

【請求項21】 符号化された信号を記録又は伝送する伝送媒体を有し、

上記高効率符号化装置は、出力する複数の符号化信号を1つのシンクブロック内に分離して、上記伝送媒体に対して記録又は伝送することを特徴とする請求項1記載の高効率符号化及び復号化システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、デジタルオーディオ信号録音再生装置、映画フィルム映写システム等のステレオないしはいわゆるマルチサラウンド音響システムにおいて用いられるビットレートの削減を行う高効率符号化装置と、この装置により符号化された信号が伝送若しくは記録される伝送媒体と、伝送されて符号化された信号を復号化する高効率復号化装置とからなる高効率符号化及び復号化システムに関する。

【0002】

【従来の技術】オーディオ或いは音声等の信号の高効率符号化の手法及び装置には種々あるが、例えば、時間領域のオーディオ信号等を単位時間毎にブロック化してこのブロック毎の時間軸の信号を周波数軸上の信号に変換（直交変換）して複数の周波数帯域に分割し、各帯域毎に符号化するブロック化周波数帯域分割方式であるいわゆる変換符号化方式や、時間領域のオーディオ信号等を単位時間毎にブロック化しないで、複数の周波数帯域に分割して符号化する非ブロック化周波数帯域分割方式である帯域分割符号化（サブ・バンド・コーディング：SBC）方式等を挙げることができる。また、上述の帯域分割符号化と変換符号化とを組み合わせた高効率符号化の手法及び装置も考えられており、この場合には、例えば、上記帯域分割符号化方式で帯域分割を行った後、該各帯域毎の信号を上記変換符号化方式で周波数領域の信号に直交変換し、この直交変換された各帯域毎に符号化を施すことになる。

【0003】ここで、上述した帯域分割符号化において用いられる帯域分割用フィルタとしては、例えばQMF（Quadrature Mirror filter）等のフィルタがあり、このQMFのフィルタは、文献「デジタル・コーディング・オブ・スピーチ・イン・サブバンド」("Digital coding of speech in subbands" R.E.Crochiere, BellSy

st.Tech. J., Vol.55, No.8 1976) に述べられている。

このQMFのフィルタは、帯域を等バンド幅に2分割するものであり、当該フィルタにおいては上記分割した帯域を後に合成する際にいわゆるエリアシングが発生しないことが特徴となっている。

【0004】また、文献「ポリフェーズ・クワドラチャ・フィルターズ -新しい帯域分割符号化技術」("Polyphase Quadrature filters -A new subband coding technique", Joseph H. Rothweiler ICASSP 83, BOSTON) には、ポリフェーズ・クワドラチャ・フィルタ（Polyphase Quadrature filter）などの等バンド幅のフィルタ分割手法及び装置が述べられている。このポリフェーズ・クワドラチャ・フィルタにおいては、信号を等バンド幅の複数の帯域に分割する際に一度に分割できることが特徴となっている。

【0005】また、上述した直交変換としては、例えば、入力オーディオ信号を所定単位時間のフレームでブロック化し、当該ブロック（フレーム）毎に離散フーリエ変換（DFT）、離散コサイン変換（DCT）、又はモディファイド離散コサイン変換（MDC T）等を行うことで時間軸を周波数軸に変換するような直交変換がある。なお、上記MDC Tについては、文献「時間領域エリアシング・キャンセルを基礎とするフィルタ・バンク設計を用いたサブバンド／変換符号化」("Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation," J.P.Princen A.B. Bradley, Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst. of Tech. ICASSP 1987)に述べられている。

【0006】更に、周波数帯域分割された各周波数成分を量子化する場合の周波数分割幅としては、例えば人間の聴覚特性を考慮した帯域分割がある。すなわち、一般に臨界帯域（クリティカルバンド）と呼ばれている高域程帯域幅が広くなるような帯域幅で、オーディオ信号を複数（例えば25バント）の帯域に分割することがある。また、この時の各帯域毎のデータを符号化する際には、各帯域毎に所定のビット配分或いは、各帯域毎に適応的なビット配分による符号化が行われる。例えば、上記MDC T処理されて得られたMDC T係数データを上記ビット配分によって符号化する際には、上記各ブロック毎のMDC T処理により得られる各帯域毎のMDC T係数データに対して、適応的な配分ビット数で符号化が行われることになる。

【0007】上記ビット配分手法及びそのための装置としては、次の2手法及び装置が知られている。

【0008】例えば、文献「音声信号の適応変換符号化」("Adaptive Transform Coding of Speech Signals", IEEE Transactions of Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol.ASSP-25, No.4, August 1977) では、各帯域毎の信号の大きさをもとに、ビット割当を行っている。

【0009】また、例えば文献「臨界帯域符号化器 — 聴覚システムの知覚の要求に関するデジタル符号化」 ("The critical band coder — digital encoding of the perceptual requirements of the auditory system", M.A. Kransner MIT, ICASSP 1980) では、聴覚マスキングを利用することで、各帯域毎に必要な信号対雑音比を得て固定的なビット割当を行う手法及び装置が述べられている。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述した従来の高能率符号化手法及び装置においては、例えば既に、ある低いビットレートで固定された再生機（デコーダ）が、使用されているという理由で、より高いビットレートをを用いた高音質のシステムを導入することが出来ないという問題点がある。

【0011】また、あらゆる性質の入力信号に対し、完全に最適なビット配分を行うことができないという理由で、入力信号の性質によって出力信号の特性が大きく劣化するという問題点もある。すなわち、従来の符号化装置を用いた場合、符号化装置への入力信号の特性によっては、出力信号の品質が大きく劣化する場合があゝ、これは、例えば急激な振幅情報の変化を持つような入力信号などを符号化処理する場合である。このような場合、従来の符号復号化装置からの出力信号には、いわゆるブリエコーと呼ばれる雑音が発生する。

【0012】そこで、本発明は、上述のような実情に鑑みて提案されたものであり、現存する低いビットレートで固定された再生機（デコーダ）に対しても互換性を有する、より高いビットレートをを用いた高音質のシステムを導入することができ、また、あらゆる性質の入力信号に対して、完全に最適なビット配分を行うことができ、入力信号の性質によって出力信号の特性が大きく劣化することなく、復号化装置側でブリエコーが発生することがない高能率符号化出力を得ることができる高能率符号化及び復号化システムを提供することを目的とするものである。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明の高能率符号化及び復号化システムは、上述した目的を達成するために提案されたものであり、供給された信号を符号化する複数の符号化回路と、符号化処理された信号を復号化する単数又は複数の復号化回路と、入力信号と復号化処理された信号との差分を算出する差分算出回路とを具備する高能率符号化装置と、符号化処理された信号を復号化する複数の復号化回路と、復号化処理された信号を合成する合成手段とを具備する高能率復号化装置とを有してなり、上記高能率符号化装置には、入力信号を符号化処理すると共に当該入力信号を符号化処理した符号化信号を復号化処理し、上記復号化処理された信号と入力信号との差分を算出し、当該差分信号を符号化処理した符号化

信号と入力信号を符号化処理した符号化信号とを上記高能率復号化装置へ伝送する符号化手法を適用し、上記高能率復号化装置には、上記伝送された符号化信号を復号化処理した後、時間軸上で合成して出力信号とする復号化手法を適用することを特徴としている。

【0014】ここで、上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は、同一の回路又は異なる回路を用いること、及び／又は、上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路或いは上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路も、同一の回路又は異なる回路を用いることができる。また、上記高能率復号化装置は、上記高能率符号化装置から送られる上記入力信号の符号化信号及び複数又は単数の差分信号の一部の符号化信号、又は上記入力信号の符号化信号のみを用いて復号化処理を行うことができる。さらに、上記高能率符号化装置は、単数の入力信号の符号化信号と複数の上記差分信号の符号化信号とを出力すること、及び／又は、上記高能率復号化装置は、高能率符号化装置の単数の入力信号の符号化信号及び複数の上記差分信号の符号化信号を復号化処理して合成することを行う。

【0015】また、本発明の高能率符号化及び復号化システムでは、上記高能率符号化装置内の符号化回路は非線形の量子化を行い、上記高能率符号化装置内及び高能率復号化装置内の復号化回路は非線形の逆量子化を行うこと、又は、上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化にのみ非線形の量子化を用い、高能率復号化装置内の差分信号の符号化信号の復号化にのみ非線形の逆量子化を用いるものとして行うことができる。さらに、上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化回路、及び高能率復号化装置内の差分信号の符号化信号の復号化回路では、可逆符号復号化処理を行う。また、上記高能率符号化装置の符号化回路は、マスキング効果の度合いを算出し、各処理ブロックの長さを決定し、上記差分信号の符号化回路は、聴覚許容雑音スペクトルに対してより多く依存したビット割り当てを行う。さらに、上記高能率符号化装置の符号化回路は、直交変換によって時間軸上の信号を周波数軸上の信号へ変換すると共に周波数軸上の信号を複数の帯域へ分割し、上記高能率復号化装置の復号化回路は、逆直交変換によって周波数軸上の複数の帯域の信号を時間軸上の信号へ変換する。このときの上記直交変換としては変更離散コサイン変換（MDCT）を用い、逆直交変換として逆変更離散コサイン変換（IMDCT）を用いる。さらに、上記高能率符号化装置の符号化回路は、時間軸上の単一帯域の信号をクワドラチャ・ミラー・フィルタ（QMF）によって複数の帯域の信号に分割し、上記高能率復号化装置の復号化回路は、インバース・クワドラチャ・ミラー・フィルタ（IQMF）によって時間軸上の複数の帯域に分割された信号を単一帯域の信号に合成する。また、上記高能率符号化装置及び高能率復号化装置は、複数チャンネル分の信号を処理すること

ができる。

【0016】次に、本発明の高能率符号化及び復号化システムは、符号化された信号を記録又は伝送する伝送媒体を有し、このときの上記高能率符号化装置は、出力する複数の符号化信号を1つのシンクブロック内に分離して、上記伝送媒体に対して記録又は伝送する。

【0017】

【作用】本発明によれば、入力信号と、この入力信号を符号化処理した後に復号化処理した信号との差分は、入力信号の符号化及び復号化によって発生する雑音成分であり、したがって、この入力信号の符号化信号と差分信号の符号化信号とを高能率復号化装置で復号化して時間軸で合成すれば、入力信号の特性に依存する出力信号の特性劣化を軽減させることが可能となる。

【0018】また、本発明によれば、例えば、高能率復号化装置において既にある低いビットレートで固定された復号化回路が使用されている場合でも、高能率復号化装置内に復号化回路を複数個設け、本発明の高能率符号化装置の各出力信号（符号化信号）を各々の復号化回路で復号化処理を行って時間軸上で合成することにより、既存の復号化回路を用いながら、高能率符号化装置の入力信号と高能率復号化装置の出力信号との品質差を減少させることが可能となる。

【0019】

【実施例】以下、図面を参照し、本発明の高能率符号化及び復号化システムを構成する高能率符号化装置（エンコーダ）と高能率復号化装置（デコーダ）の実施例について説明する。

【0020】図1には、本発明の高能率符号化及び復号化システムの一実施例の構成を示す。この図1の（a）は本発明の高能率符号化装置の構成を示し、図1の（b）は本発明の高能率復号化装置の構成を示している。

【0021】すなわち、本発明実施例の高能率符号化及び復号化システムは、図1の（a）に示すように、供給された信号を符号化する複数の符号化回路51、54と、符号化処理された信号を復号化する単数又は複数の復号化回路52と、入力信号と復号化処理された信号との差分を算出する差分算出回路53とを具備する高能率符号化装置と、図1の（b）に示すように、符号化処理された信号を復号化する複数の復号化回路59、60と、復号化処理された信号を合成する合成手段としての加算回路61とを具備する高能率復号化装置とを有してなる。ここで、上記高能率符号化装置には、入力信号を符号化処理すると共に当該入力信号を符号化処理した符号化信号を復号化処理し、上記復号化処理された信号と入力信号との差分を算出し、当該差分信号を符号化処理した符号化信号と入力信号を符号化処理した符号化信号とを上記高能率復号化装置へ伝送する符号化手法を適用し、上記高能率復号化装置には、上記伝送された符号化

信号を復号化処理した後、時間軸上で合成して出力信号とする復号化手法を適用するようにしている。

【0022】先ず、図1の（a）において、本発明実施例の高能率符号化装置入力端子50には、例えば複数チャンネル分の0～22kHzのオーディオPCM信号が供給されている。この入力信号は、符号化回路51と差分算出回路53へと送られる。

【0023】符号化回路51は、従来の符号化装置と同等の構成を持ち、オーディオ信号等の入力デジタル信号を、帯域分割符号化（SBC）、適応変換符号化（ATC）、及び適応ビット配分（APC-AB）の各技術を用いて高能率符号化を行う。符号化回路51の出力信号は、高能率符号化装置出力端子55と、復号化回路52へと送られる。

【0024】復号化回路52は、従来の復号化装置と同等の構成を持ち、上記符号化回路51によって符号化された信号を復号化し、オーディオPCM信号等に戻す。なお、このオーディオPCM信号は、符号化回路51と復号化回路52により発生する雑音を含んでいる。ここで復号化された信号は、差分算出回路53へと送られる。

【0025】差分算出回路53は、入力端子50及び復号化回路52より、それぞれ異なる2種類のオーディオPCM信号を受け取り、その差分信号を算出する。ここで算出される差分信号は、符号化回路51と復号化回路52によって発生する雑音成分を意味する。この差分信号は、符号化回路54へと送られる。

【0026】符号化回路54は、符号化回路51と同様、従来の符号化装置と同等の構成を持ち、差分算出回路53によって算出された差分信号に対し、高能率符号化を行う。符号化回路54の出力信号は、高能率符号化装置出力端子56へと送られる。

【0027】なお、この符号化回路54と前段の符号化回路51を同一の回路にすることにより、高能率符号化装置のシステム規模を小さくすることができ、コストやハードウェアの消費電力量を低く抑えることが可能となる。また、既に高能率符号化回路が現存している場合、その符号化回路をそのまま流用することが可能となる。

【0028】次に、図1の（b）において、本発明の高能率復号化装置入力端子57には、高能率符号化装置出力端子55から、高能率符号化信号が供給されている。この入力信号は、復号化回路59へと送られる。

【0029】復号化回路59は、従来の復号化装置と同等の構成を持ち、高能率符号化装置出力端子55から送られる符号化信号を復号化し、オーディオPCM信号等に戻す。なお、この復号化回路59は、図1の（a）中の復号化回路52と同等の構成を持つ。つまり、復号化回路52の出力信号と、復号化回路59の出力信号は、同等である。ここで復号化された信号は、加算回路61へと送られる。

【0030】また、本発明の高能率復号化装置入力端子58には、高能率符号化装置出力端子56から、高能率符号化信号が供給されている。この入力信号は、復号化回路60へと送られる。

【0031】復号化回路60は、復号化回路59同様、従来の復号化装置と同等の構成を持ち、高能率符号化装置出力端子56から送られる符号化信号を復号化し、オーディオPCM信号等に戻す。ここで復号化された信号は、加算回路61へと送られる。

【0032】例えば、図1中の符号化回路51、54が10 全く同じ構成の回路である場合は、図1中の復号化回路52、59、60も同じ構成の回路を用いるのが最も有効である。これは、本発明の高能率復号化装置のシステム規模を小さくすることができ、コストやハードウェアの消費電力量を低く抑えることが可能となる。

【0033】さらに、前述した通り、図1中の符号化回路51、54に対して現存する高能率符号化回路を用いた場合には、図1中の復号化回路52、59、60に対しても現存する高能率復号化回路を流用することが可能となる。これにより、同一規格の符号化回路、復号化回路を大量に消費するため、回路の単価が下がり、本発明の高能率符号化装置、復号化装置、及び現存する高能率復号化装置の生産コストを下げる事が可能となる。

【0034】また、本発明の高能率符号化装置、復号化装置において、現存する符号化、復号化回路を用いることは、現存する高能率符号化装置、復号化装置に対する互換性を有することを意味する。例えば、本発明の高能率符号化装置によって符号化した信号を、現存する高能率復号化装置で復号化する際には、図1中の高能率符号化装置出力端子56から出力される符号化信号を受け取らず、高能率符号化装置出力端子55から出力される符号化信号のみを受け取るにより、現行の高能率符号化装置と同等の音質を確保しながら、符号、復号化することが実現可能である。また、現存する高能率符号化装置によって符号化した信号を、本発明の高能率復号化装置で復号化する際には、図1中の高能率復号化装置入力端子57、58のどちらか一方に符号化信号を入力することにより、現行の高能率符号復号化装置と同等の音質を確保しながら、符号、復号化することが実現可能となる。また例えば、図1中の高能率復号化装置入力端子57、58に同じ符号化信号を入力し、加算回路61に、加算を行うか否かを選択する機能を付加することによっても実現可能である。

【0035】加算回路61は、復号化回路59、60から送られる2種類の復号化された信号を足し合わせる。この加算回路61での加算を行うことにより、符号化回路51、復号化回路59の処理において発生する量子化雑音の発生を抑制する。すなわち、高能率復号化装置の出力端子62から出力される信号は、高能率符号化装置の入力端子50に供給される信号とクオリティが略同じ

ものとして得られることになる。特に、符号化回路51、復号化回路59の処理において、大きな量子化雑音を発生するような特定の入力信号に対し効果がある。加算処理後の信号は、高能率復号化装置出力端子62へと送られる。

【0036】高能率復号化装置出力端子62からは、本発明の高能率復号化装置によって復号化されたオーディオPCM信号等が出力される。

【0037】本実施例では、図1中の符号化回路51及び符号化回路54において、オーディオPCM信号等の入力デジタル信号を、帯域分割符号化(SBC)、適応変換符号化(ATC)、及び適応ビット配分(APC-AB)の各技術を用いて高能率符号化を行う。この技術について、図2を参照しながら説明する。

【0038】図2に示す本実施例の具体的な高能率符号化装置では、入力デジタル信号をフィルタなどにより複数の周波数帯域に分割すると共に、各周波数帯域毎に直交変換を行って、得られた周波数軸のスペクトルデータを、後述する人間の聴覚特性を考慮したいわゆる臨界帯域幅(クリティカルバンド)毎に適応的にビット配分して符号化している。この時、高域では臨界帯域幅を更に分割した帯域を用いる。もちろんフィルタなどによる非ブロッキングの周波数分割幅は等分割幅としてもよい。

【0039】さらに、本発明実施例においては、直交変換の前に入力信号に応じて適応的にブロックサイズ(ブロック長)を変化させると共に、クリティカルバンド単位若しくは高域では臨界帯域幅(クリティカルバンド)を更に細分化した小ブロックでフローティング処理を行っている。なお、このクリティカルバンドとは、人間の聴覚特性を考慮して分割された周波数帯域であり、ある純音の周波数近傍の同じ強さの狭帯域バンドノイズによって当該純音がマスクされるときそのノイズの持つ帯域のことである。このクリティカルバンドは、高域ほど帯域幅が広くなっており、例えば0~20kHzの全周波数帯域は例えば25のクリティカルバンドに分割されている。

【0040】すなわち、図2において、入力端子10には例えば0~22kHzのオーディオPCM信号が供給されている。この入力信号は、例えば前述したいわゆるQMFなどの帯域分割フィルタ11により0~11kHz帯域と11k~22kHz帯域とに分割され、0~11kHz帯域の信号は同じくいわゆるQMF等の帯域分割フィルタ12により0~5.5kHz帯域と5.5k~11kHz帯域とに分割される。

【0041】上記帯域分割フィルタ11からの11k~22kHz帯域の信号は、直交変換回路の一例であるMDC T (Modified Discrete Cosine Transform) 回路13に送られ、上記帯域分割フィルタ12からの5.5k~11kHz帯域の信号はMDC T回路14に送られ、



上記帯域分割フィルタ12からの0~5.5kHz帯域の信号はMDC T回路15に送られることにより、それぞれMDC T処理される。なお、各MDC T回路13、14、15では、各帯域毎に設けたブロック決定回路19、20、21により決定されたブロックサイズに基づいてMDC T処理がなされる。

【0042】ここで、上記ブロック決定回路19、20、21により決定される各MDC T回路13、14、15でのブロックサイズ的具体例を図3のA及びBに示す。なお、図3のAには直交変換ブロックサイズが長い場合（ロングモードにおける直交変換ブロックサイズ）を、図3のBには直交変換ブロックサイズが短い場合（ショートモードにおける直交変換ブロックサイズ）を示している。

【0043】この図3の具体例においては、3つのフィルタ出力は、それぞれ2つの直交変換ブロックサイズを持つ。すなわち、低域側の0~5.5kHz帯域の信号及び中域の5.5k~11kHz帯域の信号に対しては、長いブロック長の場合（図2のA）は1ブロック内のサンプル数を128サンプルとし、短いブロックが選ばれた場合（図3のB）には1ブロック内のサンプル数を32サンプル毎のブロックとしている。これに対して高域側の11k~22kHz帯域の信号に対しては、長いブロック長の場合（図3のA）は1ブロック内のサンプル数を256サンプルとし、短いブロックが選ばれた場合（図3のB）には1ブロック内のサンプル数を32サンプル毎のブロックとしている。このようにして短いブロックが選ばれた場合には各帯域の直交変換ブロックのサンプル数を同じとして高域程時間分解能を上げ、なおかつブロック化に使用するウインドウの種類を減らし

ている。

【0044】なお、上記ブロック決定回路19、20、21で決定されたブロックサイズを示す情報は、後述の適応ビット割当符号化回路16、17、18に送られると共に、出力端子23、25、27から出力される。

【0045】再び図2において、各MDC T回路13、14、15にてMDC T処理されて得られた周波数領域のスペクトルデータあるいはMDC T係数データは、いわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎にまとめられて適応ビット割当符号化回路16、17、18に送られている。

【0046】適応ビット割当符号化回路16、17、18では、上記ブロックサイズの情報、及び臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDC T係数データ）を再量子化（正規化して量子化）するようにしている。

【0047】これら各適応ビット割当符号化回路16、17、18によって符号化されたデータは、出力端子2

2、24、26を介して取り出される。また、当該適応ビット割当符号化回路16、17、18では、どのような信号の大きさに関する正規化がなされたかを示すスケールファクタと、どのようなビット長で量子化がされたかを示すビット長情報も求めており、これらも同時に出力端子22、24、26から出力される。

【0048】また、図2における各MDC T回路13、14、15の出力からは、上記臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎のエネルギーを、例えば当該バンド内での各振幅値の2乗平均の平方根を計算すること等により求められる。もちろん、上記スケールファクタそのものを以後のビット配分の為に用いるようにしてもよい。この場合には新たなエネルギー計算の演算が不要となるため、ハード規模の節約となる。また、各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等を用いることも可能である。

【0049】次に、適応ビット割り当て回路16、17、18において、上記ビット配分の具体的な手法を説明する。

【0050】この場合の適応ビット配分回路の動作を図4で説明するとMDC T係数の大きさが各ブロックごとに求められ、そのMDC T係数が入力端子801に供給される。当該入力端子801に供給されたMDC T係数は、帯域毎のエネルギー算出回路803に与えられる。帯域毎のエネルギー算出回路803では、クリティカルバンド又は高域においてはクリティカルバンドを更に再分割したそれぞれの帯域に関する信号エネルギーを算出する。帯域毎のエネルギー算出回路803で算出されたそれぞれの帯域に関するエネルギーは、エネルギー依存ビット配分回路804に供給される。

【0051】エネルギー依存ビット配分回路804では、使用可能総ビット発生回路802による使用可能総ビット、本実施例では128Kbpsの内のある割合を用いて白色の量子化雑音を作り出すようなビット配分を行うようになる。このとき、入力信号のトナリティが高いほど、すなわち入力信号のスペクトルの凸凹が大きいほど、このビット量が上記128Kbpsに占める割合が増加する。なお、入力信号のスペクトルの凸凹を検出するには、後述するように、隣接するブロックのブロックフローティング係数の差の絶対値の和を指標として使用する。そして、その後、後述するように、求められた使用可能なビット量につき、各帯域のエネルギーの対数値に比例したビット配分を行う。

【0052】聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分算出回路805は、まず上記クリティカルバンド毎に分割されたスペクトルデータに基づき、いわゆるマスキング効果等を考慮した各クリティカルバンド毎の許容ノイズ量を求め、次に聴覚許容雑音スペクトルを与えるように上記使用可能総ビットからエネルギー依存ビットを引い



たビット分が配分される。このようにして求められたエネルギー依存ビットと聴覚許容雑音レベルに依存したビットは加算されて、図2の適応ビット割当符号化回路16、17、18によって各クリティカルバンド毎若しくは高域においてはクリティカルバンドを更に複数帯域に分割した帯域に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDC T係数データ）が再量子化されるようになっている。このようにして符号化されたデータは、図2の出力端子22、24、26を介して取り出される。

【0053】さらに詳しく上記聴覚許容雑音スペクトル依存のビット配分回路805中の聴覚許容雑音スペクトル算出回路について説明すると、MDCT回路13、14、15で得られたMDCT係数が当該ビット配分回路805中の許容雑音スペクトル算出回路に与えられる。

【0054】図5は上記許容雑音スペクトル算出回路をまとめて説明した一具体例の概略構成を示すブロック回路図である。この図5において、入力端子521には、MDCT回路13、14、15からの周波数領域のスペクトルデータが供給されている。

【0055】この周波数領域の入力データは、帯域毎のエネルギー算出回路522に送られて、上記クリティカルバンド（臨界帯域）毎のエネルギーが、例えば当該バンド内での各振幅値2乗の総和を計算すること等により求められる。この各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等が用いられることもある。このエネルギー算出回路522からの出力として、例えば各バンドの総和値のスペクトルは、一般にバークスペクトルと称されている。図6はこのような各クリティカルバンド毎のバークスペクトルSBを示している。ただし、この図6では、図示を簡略化するため、上記クリティカルバンドのバンド数を12バンド（B1～B12）で表現している。

【0056】ここで、上記バークスペクトルSBのいわゆるマスキングに於ける影響を考慮するために、該バークスペクトルSBに所定の重み付け関数を掛けて加算するような畳込み（コンボリューション）処理を施す。このため、上記帯域毎のエネルギー算出回路522の出力すなわち該バークスペクトルSBの各値は、畳込みフィルタ回路523に送られる。該畳込みフィルタ回路523は、例えば、入力データを順次遅延させる複数の遅延素子と、これら遅延素子からの出力にフィルタ係数（重み付け関数）を乗算する複数の乗算器（例えば各バンドに対応する25個の乗算器）と、各乗算器出力の総和をとる総和加算器とから構成されるものである。

【0057】なお、上記マスキングとは、人間の聴覚上の特性により、ある信号によって他の信号がマスクされて聞こえなくなる現象をいうものであり、このマスキング効果には、時間領域のオーディオ信号による時間軸マスキング効果と、周波数領域の信号による同時刻マスキ

ング効果とがある。これらのマスキング効果により、マスキングされる部分にノイズがあったとしても、このノイズは聞こえないことになる。このため、実際のオーディオ信号では、このマスキングされる範囲内のノイズは許容可能なノイズとされる。

【0058】また、上記畳込みフィルタ回路523の各乗算器の乗算係数（フィルタ係数）の一具体例を示すと、任意のバンドに対応する乗算器Mの係数を1とするとき、乗算器M-1で係数0.15を、乗算器M-2で係数0.0019を、乗算器M-3で係数0.0000086を、乗算器M+1で係数0.4を、乗算器M+2で係数0.06を、乗算器M+3で係数0.007を各遅延素子の出力に乗算することにより、上記バークスペクトルSBの畳込み処理が行われる。ただし、Mは1～25の任意の整数である。

【0059】次に、上記畳込みフィルタ回路523の出力は引算器524に送られる。該引算器524は、上記畳込んだ領域での後述する許容可能なノイズレベルに対応するレベル $\alpha$ を求めるものである。なお、当該許容可能なノイズレベル（許容ノイズレベル）に対応するレベル $\alpha$ は、後述するように、逆コンボリューション処理を行うことによって、クリティカルバンドの各バンド毎の許容ノイズレベルとなるようなレベルである。

【0060】ここで、上記引算器524には、上記レベル $\alpha$ を求めるための許容関数（マスキングレベルを表現する関数）が供給される。この許容関数を増減させることで上記レベル $\alpha$ の制御を行っている。当該許容関数は、次に説明するような（ $n-a$ ）関数発生回路525から供給されているものである。

【0061】すなわち、許容ノイズレベルに対応するレベル $\alpha$ は、クリティカルバンドのバンドの低域から順に与えられる番号を $i$ とすると、次の式で求めることができる。

$$【0062】\alpha = S - (n - a i)$$

この式において、 $n$ 、 $a$ は定数で $a > 0$ 、 $S$ は畳込み処理されたバークスペクトルの強度であり、式中（ $n - a i$ ）が許容関数となる。例として $n = 38$ 、 $a = -0.5$ を用いることができる。

【0063】このようにして、上記レベル $\alpha$ が求められ、このデータは、割算器526に伝送される。当該割算器526では、上記畳込みされた領域での上記レベル $\alpha$ を逆コンボリューションするためのものである。したがって、この逆コンボリューション処理を行うことにより、上記レベル $\alpha$ からマスキングスレッシュールドが得られるようになる。すなわち、このマスキングスレッシュールドが許容ノイズスペクトルとなる。なお、上記逆コンボリューション処理は、複雑な演算を必要とするが、本実施例では簡略化した割算器526を用いて逆コンボリューションを行っている。

【0064】次に、上記マスキングスレッシュールド

は、合成回路527を介して減算器528に伝送される。ここで、当該減算器528には、上記帯域毎のエネルギー検出回路522からの出力、すなわち前述したパースペクトルSBが、遅延回路529を介して供給されている。したがって、この減算器528で上記マスキングスレッショルドとパースペクトルSBとの減算演算が行われることで、図7に示すように、上記パースペクトルSBは、当該マスキングスレッショルドMSのレベルで示すレベル以下がマスキングされることになる。なお、上記遅延回路529は、上記合成回路527以前の各回路での遅延量を考慮してエネルギー検出回路522からのパースペクトルSBを遅延させるために設けられている。

【0065】当該減算器528からの出力は、許容雑音補正回路530を介し、出力端子531を介して取り出され、例えば配分ビット数情報が予め記憶されたROM等（図示せず）に送られる。このROM等は、上記減算回路528から許容雑音補正回路530を介して得られた出力（上記各バンドのエネルギーと上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベル）に応じ、各バンド毎の配分ビット数情報を出力する。

【0066】このようにしてエネルギー依存ビットと聴覚許容雑音レベルに依存したビットは加算されてその配分ビット数情報が上記適応ビット割当符号化回路16、17、18に送られることで、ここでMDC T回路13、14、15からの周波数領域の各スペクトルデータがそれぞれのバンド毎に割り当てられたビット数で量子化されるわけである。

【0067】すなわち要約すれば、上記適応ビット割当符号化回路16、17、18では、上記クリティカルバンドの各バンド帯域毎（クリティカルバンド毎）若しくは高域においては当該クリティカルバンドを更に複数帯域に分割した帯域のエネルギー若しくはピーク値と、上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベルに応じて配分されたビット数で上記各バンド毎のスペクトルデータを量子化することになる。

【0068】ところで、上述した合成回路527での合成の際には、最小可聴カーブ発生回路532から供給される図8に示すような人間の聴覚特性であるいわゆる最小可聴カーブRCを示すデータと、上記マスキングスレッショルドMSとを合成することができる。この最小可聴カーブにおいて、雑音絶対レベルがこの最小可聴カーブ以下ならば該雑音は聞こえないことになる。この最小可聴カーブは、コーディングが同じであっても例えば再生時の再生ボリュームの違いで異なるものとなるが、現実的なデジタルシステムでは、例えば16ビットダイナミックレンジへの音楽のはいり方にはさほど違いがないので、例えば4kHz付近の最も耳に聞こえやすい周波数帯域の量子化雑音が聞こえないとすれば、他の周波数帯域ではこの最小可聴カーブのレベル以下の量子化

雑音は聞こえないと考えられる。したがって、このように例えばシステムの持つダイナミックレンジの4kHz付近の雑音が聞こえない使い方をすると仮定し、この最小可聴カーブRCとマスキングスレッショルドMSとを共に合成することで許容ノイズレベルを得ようすると、この場合の許容ノイズレベルは、図8中の斜線で示す部分までとすることができるようになる。なお、本実施例では、上記最小可聴カーブの4kHzのレベルを、例えば20ビット相当の最低レベルに合わせている。また、この図8は、信号スペクトルSSも同時に示している。

【0069】また、上記許容雑音補正回路530では、補正情報出力回路533から送られてくる例えば等ラウドネスカーブの情報に基づいて、上記減算器528からの出力における許容雑音レベルを補正している。ここで、等ラウドネスカーブとは、人間の聴覚特性に関する特性曲線であり、例えば1kHzの純音と同じ大きさに聞こえる各周波数での音の音圧を求めて曲線で結んだもので、ラウドネスの等感度曲線とも呼ばれる。またこの等ラウドネス曲線は、図8に示した最小可聴カーブRCと略同じ曲線を描くものである。この等ラウドネス曲線においては、例えば4kHz付近では1kHzのところより音圧が8〜10dB下がっても1kHzと同じ大きさに聞こえ、逆に、50Hz付近では1kHzでの音圧よりも約15dB高くないと同じ大きさに聞こえない。このため、上記最小可聴カーブのレベルを越えた雑音（許容ノイズレベル）は、この等ラウドネス曲線に応じたカーブで与えられる周波数特性を持つようにするのが良いことがわかる。このようなことから、上記等ラウドネス曲線を考慮して上記許容ノイズレベルを補正することは、人間の聴覚特性に適合していることがわかる。

【0070】以上述べた聴覚許容雑音レベルに依存したスペクトル形状を使用可能総ビット128Kbpsの内のある割合を用いるビット配分で作る。この割合は入力信号のトナリティが高くなるほど減少する。

【0071】次に2つのビット配分手法の間でのビット量分割手法について説明する。

【0072】図4に戻って、MDC T回路出力が供給される入力端子801からの信号は、スペクトルの滑らかさ算出回路808にも与えられ、ここでスペクトルの滑らかさが算出される。本実施例では、信号スペクトルの絶対値の隣接値間の差の絶対値の和を信号スペクトルの絶対値の和で割った値を、上記スペクトルの滑らかさとして算出している。

【0073】上記スペクトルの滑らかさ算出回路808の出力は、ビット分割率決定回路809に与えられ、ここでエネルギー依存のビット配分と、聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分間のビット分割率が決定される。ビット分割率はスペクトルの滑らかさ算出回路808の出力値が大きいほど、スペクトルの滑らかさが無い

と考へて、エネルギー依存のビット配分よりも、聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分に重点をおいたビット配分を行う。ビット分割率決定回路809は、それぞれエネルギー依存のビット配分及び聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分の大きさをコントロールするマルチブライヤ811及び812に対してコントロール出力を送る。ここで、仮にスペクトルが滑らかであり、エネルギー依存のビット配分に重きをおくように、マルチブライヤ811へのビット分割率決定回路809の出力が0.8の値を取ったとき、マルチブライヤ812へのビット分割率決定回路809の出力は $1 - 0.8 = 0.2$ とする。これら2つのマルチブライヤの出力はアダー806で足し合わされて最終的なビット配分情報となつて、出力端子807から出力される。

【0074】このときのビット配分の様子を図9、図10に示す。また、これに対応する量子化雑音の様子を図11、図12に示す。図9は信号のスペクトルが割合平坦である場合を示しており、図10は信号スペクトルが高いトナリティを示す場合を示している。また、図9及び図10の図中QSは信号レベル依存分のビット量を示し、図中QNは聴覚許容雑音レベル依存のビット割当分のビット量を示している。図11及び図12の図中Lは信号レベルを示し、図中NSは信号レベル依存分による雑音低下分を、図中NNは聴覚許容雑音レベル依存のビット割当分による雑音低下分を示している。

【0075】先ず、信号のスペクトルが、割合平坦である場合を示す図11において、聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分は、全帯域に渡り大きい信号雑音比を取るために役立つ。しかし低域及び高域では比較的少ないビット配分が使用されている。これは聴覚的にこの帯域の雑音に対する感度が小さいためである。信号エネルギーレベルに依存したビット配分の分は量としては少ないが、ホワイトな雑音スペクトルを生じるように、この場合には中低域の信号レベルの高い周波数領域に重点的に配分されている。

【0076】これに対して、図12に示すように、信号スペクトルが高いトナリティを示す場合には、信号エネルギーレベルに依存したビット配分量が多くなり、量子化雑音の低下は極めて狭い帯域の雑音を低減するために使用される。聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分の集中はこれよりもきつくない。

【0077】図12に示すように、この両者のビット配分の和により、孤立スペクトル入力信号での特性の向上が達成される。

【0078】図13は、図1中の復号化回路52、59、60において、符号化された信号を再び復号化するための基本的な本発明実施例の復号化装置を示している。

【0079】この図13において、各帯域の量子化されたMDCT係数は復号化装置入力端子122、124、

126に与えられ、使用されたブロックサイズ情報は入力端子123、125、127に与えられる。復号化回路116、117、118では適応ビット配分情報を用いてビット割当を解除する。

【0080】次に、IMDCT回路113、114、115では周波数領域の信号が時間領域の信号に変換される。これらの部分帯域の時間領域信号は、IQMF回路112、111により、全体域信号に復号化され、出力端子110へ送られる。

【0081】次に、本発明実施例の伝送媒体すなわちメディアは、上述したような本発明実施例の高効率符号化装置により符号化された信号が記録若しくは伝送されるものである。すなわち、ここに言う伝送とは記録も含むものである。記録のためのメディアとしては例えば光ディスク、光磁気ディスク、磁気ディスク等のディスク状の記録媒体に上記符号化信号が記録されたものや、磁気テープ等のテープ状記録媒体に上記符号化信号が記録されたもの、或いは、符号化信号が記憶された半導体メモリ、ICカードなどを挙げることができる。また、記録を含まない伝送のためのメディアとしては、電線若しくは光ケーブルや電波等を挙げることができる。

【0082】なお、本発明実施例のメディアにおけるデータの並べ方については、例えば図14中の(A)、(B)に示すような配列となる。すなわち、1つのシンクブロックは、シンク情報I<sub>s</sub>と、図1中の高効率符号化装置出力端子55より出力された、サブ情報I<sub>S</sub>、(スケールファクタ、ワードレングス)とメイン情報I<sub>M</sub>、高効率符号化装置出力端子56より出力された、サブ情報I<sub>S</sub>とメイン情報I<sub>M</sub>とからなるものとする。

【0083】この場合、1つのシンクブロックの中に各高効率符号化装置出力端子55、56より送られた信号を、分離して記録若しくは伝送し、その後復号、再生することは、現存する高効率復号化装置を用いてビットレートを下げて再生する場合に、除去すべきビット列部分を一括して除去できるという点で有効である。

【0084】また例えば、メディア上に記録したある容量のデータを、別のメディア上にコピーする際、メディアの容量を節約し、より長時間の記録を実現するために、高効率符号化装置出力装置56から出力される符号化信号を除去したものを記録したい場合にも、除去すべきビット列部分を一括して除去できるという点で有効である。

【0085】以上のようなビット配列は、特に光磁気ディスクや光ディスクを用いた例えばいわゆるミニディスク(Mini Disc)や、磁気テープメディア、通信メディアなどに応用できる。

【0086】なお、本発明はこの実施例にのみ限定されるものではなく、例えば、図1中の2つの符号化回路51、54を異なる構成にすることも可能である。これに

より、図1中の復号化回路52と復号化回路59は同じ構成であるが、復号化回路60は異なる構成となる。つまり、符号化回路51は復号化回路52、59と、符号化回路54は復号化回路60と、それぞれ対応した関係を持つ。例えば、どちらか一方の符号化回路にはブロック化周波数帯域分割方式である変換符号化方式を用い、もう一方の符号化回路には、非ブロック化周波数帯域分割方式である帯域分割符号化方式を用いることが可能である。なお、符号化回路54の入力信号は、いわゆる白色雑音成分を多く含んでいるため、例えば同一帯域幅に分割している帯域分割符号化方式を、符号化回路54に用いた方が、全周波数帯域に対し均等にビット配分しやすいため、より有効に作用する。

【0087】また、図1の(a)の高エネルギー符号化装置において、符号化回路51、54、復号化回路52と差分算出回路53によって行われる一連の処理を複数回繰り返すような構造を持つことも可能である。つまり、符号化回路54によって符号化された信号を再度、復号化し、高エネルギー符号化装置入力端子50からの入力信号との差分を算出、それをさらに符号化するという複数段の階層構造を取ることも可能である。なお、それに伴い高エネルギー復号化装置は、復号化回路を増やす構成となる。

【0088】また、図1中の符号化回路54に対する入力信号は、高エネルギー符号化装置入力端子50から供給される信号と、符号化回路51、復号化回路52によって符号復号化処理された信号との差分信号であるため、いわゆる白色雑音の成分を多く含む。そのため、図1中の符号化回路54及び復号化回路60に対し、非線形の量子化器を用いることにより、再量子化における量子化歪みを抑えることができる。

【0089】さらに例えば、図1中の符号化回路54、復号化回路60に対し、可逆符号復号化方式を用いた場合、本発明の高エネルギー符号化装置入力信号と、高エネルギー復号化装置出力信号は同一の信号となり、系全体が可逆符号復号化方式となる。

【0090】また、例えば本実施例において説明した符号化方式と同じ構成を持つような場合においても、符号化回路内の各種設定パラメータを変更することにより、より有効に作用する場合がある。例えば、図4中の使用可能総ビット数発生回路802のパラメータを変更することにより、図1中の符号化回路51に対し符号化回路54よりも高いビットレートを設定した場合、図1中の高エネルギー復号化装置入力端子57から入力される符号化信号のみを用いて復号化を行うような構成の高エネルギー復号化装置を使用する場合などに有効に作用する。

【0091】また、図1中の符号化回路54に対する入力信号は、高エネルギー符号化装置入力端子50から供給される信号と、符号化回路51、復号化回路52によって符号復号化処理された信号との差分信号であるため、いわゆる白色雑音の成分を多く含む。よって、符号化回路5

4では、例えば図4中のビット分割率決定回路809において、聴覚許容雑音スペクトルのビット配分805によるビットがより多く配分されるようにパラメータを変更することにより、符号化回路54への入力信号に適應したビット配分を行うことが可能となる。

【0092】本発明実施例は、以上のような種々の変形が考えられる。

【0093】

【発明の効果】以上の説明からも明らかなように、本発明の高エネルギー符号化及び復号化システムにおいては、以下の効果を得ることができる。

【0094】すなわち、第1に、既に低いビットレートを用いた符号化装置及び復号化装置が使用されている場合でも、より高いビットレートを用いた高音質の符号化、復号化システムを導入しようとする際に、現存する符号化装置及び復号化装置との互換性を有するシステムを提供できる。

【0095】第2に、高音質な符号化装置、復号化装置を、現存する低ビットレート用の安価な符号化回路、復号化回路を用いて構成することができるため、新たな符号化及び復号化LSIの作成を必要とせず、安価に目的を達成することが可能となる。

【0096】第3に、符号化装置内でも復号化処理信号と入力信号との差分をとり、その符号化情報を復号化装置へ送るという構成をとることにより、従来の符号化、復号化処理において発生していた、プリエコーなどの入力信号の特性によって大きく発生する量子化雑音の発生を抑えることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明実施例の高エネルギー符号化及び復号化システムの構成例を示すブロック回路図である。

【図2】本発明実施例の高エネルギー符号化装置内の符号化回路の構成例を示すブロック回路図である。

【図3】本実施例装置での周波数及び時間領域における直交変換ブロックサイズ的具体例を示す図である。

【図4】本発明実施例のビット配分機能の構成例を示すブロック回路図である。

【図5】本発明実施例の聴覚マスキングスレッショルド算定機能の構成例を示すブロック回路図である。

【図6】各臨界帯域信号によるマスキングを示す図である。

【図7】各臨界帯域信号によるマスキングスレッショルドを示す図である。

【図8】情報スペクトル、マスキングスレッショルド、最小可聴限を示す図である。

【図9】信号スペクトルが平坦な情報信号に対する信号レベル依存及び聴覚許容雑音レベル依存のビット配分を示す図である。

【図10】信号スペクトルのトーンリティが高い情報信号に対する信号レベル依存及び聴覚許容雑音レベル依存

22

\* 123、125、127 ブロックサイズ情報入力端子

116、117、118 適応ビット配分復号化回路

113、114、115 IMDCT回路

### 112、111 IQMF回路

110 高能率復号化回路出力端子

### 5 2 1 許容雜音算出回路入力端子

### 5.2.2 帯域毎のエネルギー検出回路

### 523 畳込みフィルタ回路

## 524 引算器

### 525 n-a i 関数発生回路

526 引算器

## 527 合成回路

528 減算器

530 許容雜音補正回路

### 5 3 2 最小可聴カーブ発生回路

### 5 3 3 補正情報出力回路

801 MDC T回路出力入力端子

## 802 使用可能総ビット発生回路

803 帯域毎のエネルギー算出回路

804 エネルギー依存のビット配分回路

805 聴覚許容雑音レベル依存のビット配分回路

806 アダ-

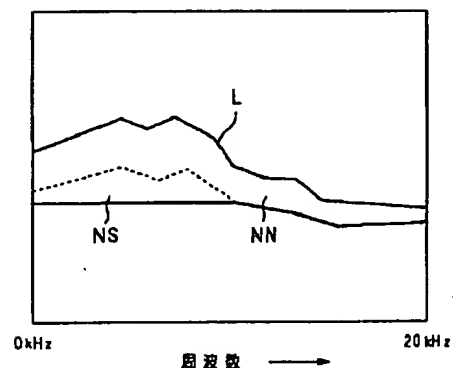
807 各帯域のビット割当量出力端子

808 スペクトルの滑らかさ算出回路

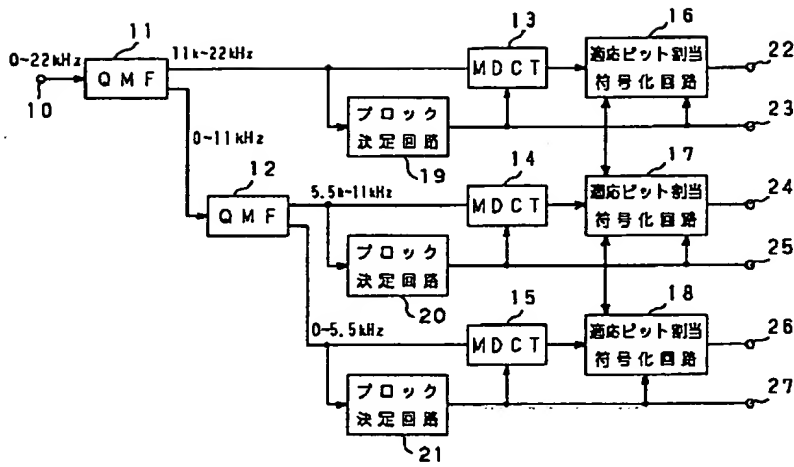
809 ビット分割率決定回路

811、812 マルチブライヤ

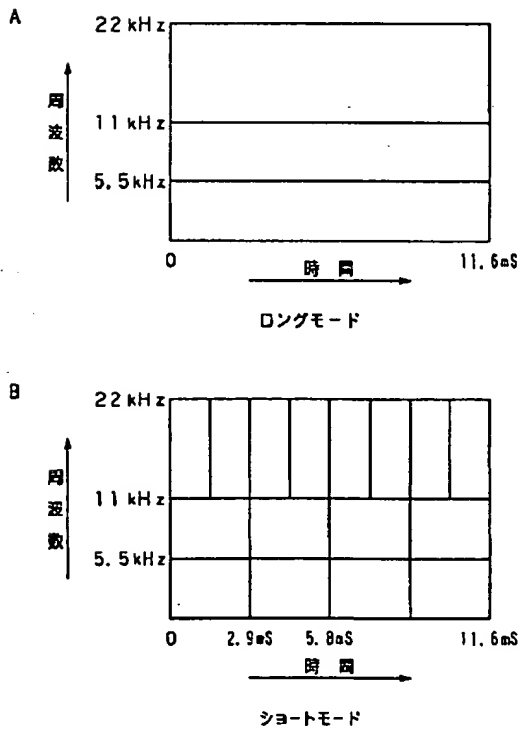
【圖 11】



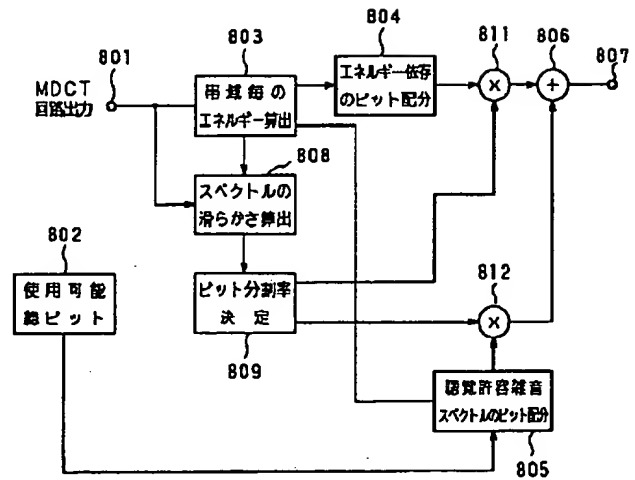
【図2】



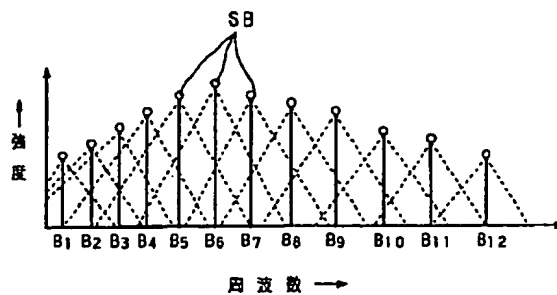
【図3】



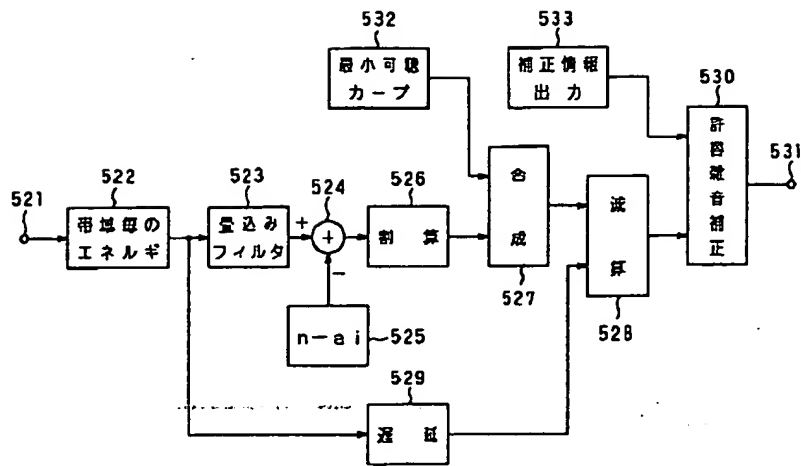
【図4】



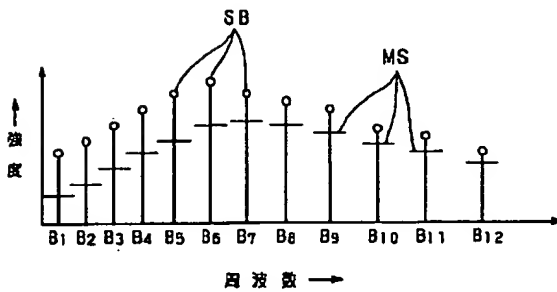
【図6】



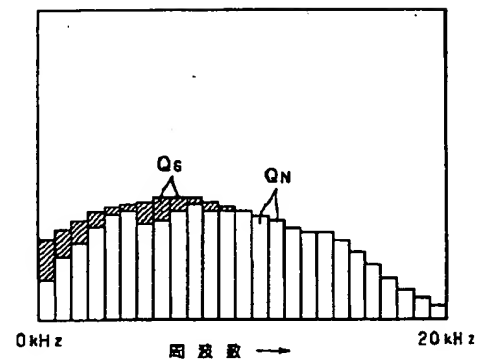
【図5】



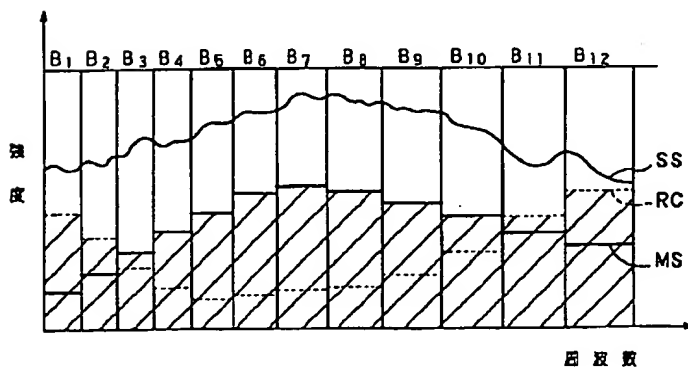
【図7】



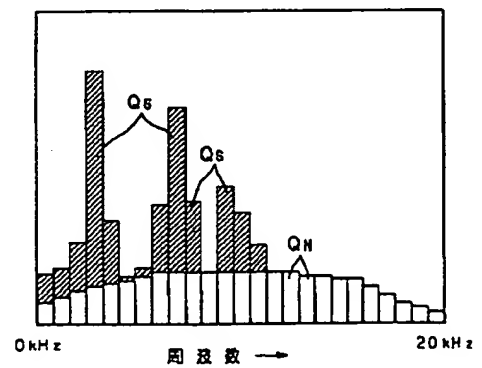
【図9】



【図8】

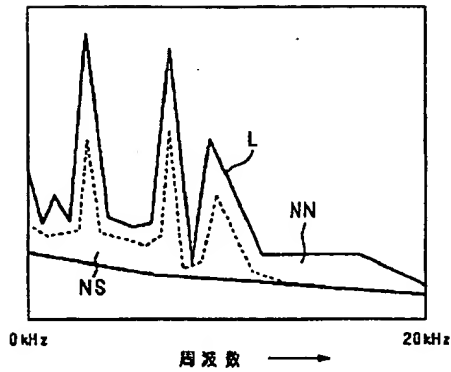


【図10】

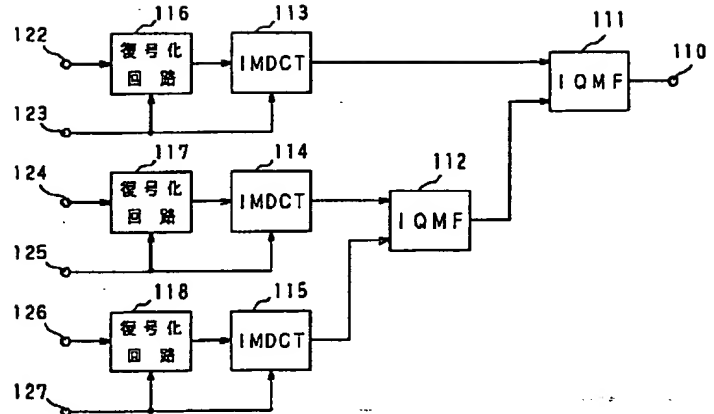




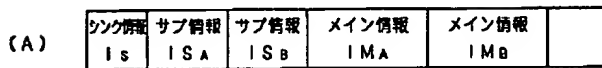
【図12】



【図13】



【図14】



シンクブロック



シンクブロック

フロントページの続き

(51)Int.Cl.\*

H03H 17/02

H04B 14/04

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

E 8842-5J

Z

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-46517

(43)公開日 平成8年(1996)2月16日

(51)Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 M 7/30	A	9382-5K		
	Z	9382-5K		
G 1 0 L 7/04	G			
9/18	C			
G 1 1 B 20/10	3 0 1 Z	7736-5D		
審査請求 未請求 請求項の数21 O L (全 15 頁) 最終頁に続く				

(21)出願番号 特願平6-177046

(22)出願日 平成6年(1994)7月28日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 光野 誠

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

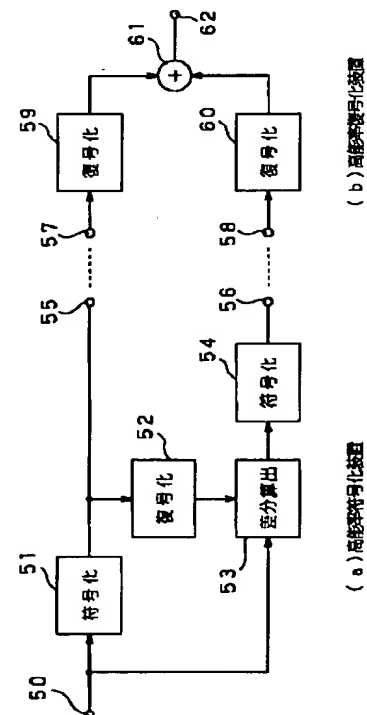
(74)代理人 弁理士 小池 晃 (外2名)

## (54)【発明の名称】 高能率符号化及び復号化システム

## (57)【要約】

【構成】 高能率符号化装置は、複数の符号化回路51、54と、符号化処理された信号を復号化する復号化回路52と、入力信号と復号化処理された信号との差分を算出する差分算出回路53とを具備し、入力信号の符号化処理とその符号化処理した信号を復号化処理とを行い、復号化処理された信号と入力信号との差分をさらに符号化処理して、入力信号の符号化信号と共に高能率復号化装置へ伝送する。また、高能率復号化装置は、複数の復号化回路59、60と、復号化処理された信号を合成する加算回路61とを具備し、高能率符号化装置からの符号化信号を復号化処理した後、時間軸上で合成して出力信号とする。

【効果】 現存する低いビットレートで固定された再生機に対しても互換性を有し、より高いビットレートを用了高音質のシステムを導入することができ、あらゆる性質の入力信号に対して、完全に最適なビット配分を行なうことができ、プリエコーの発生を防止できる。



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 供給された信号を符号化する複数の符号化回路と、符号化処理された信号を復号化する単数又は複数の復号化回路と、入力信号と復号化処理された信号との差分を算出する差分算出回路とを具備する高能率符号化装置と、

符号化処理された信号を復号化する複数の復号化回路と、復号化処理された信号を合成する合成手段とを具備する高能率復号化装置とを有し、

上記高能率符号化装置には、入力信号を符号化処理すると共に当該入力信号を符号化処理した符号化信号を復号化処理し、上記復号化処理された信号と入力信号との差分を算出し、当該差分信号を符号化処理した符号化信号と入力信号を符号化処理した符号化信号とを上記高能率復号化装置へ伝送する符号化手法を適用し、

上記高能率復号化装置には、上記伝送された符号化信号を復号化処理した後、時間軸上で合成して出力信号とする復号化手法を適用することを特徴とする高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 2】 上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は、同一の回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 3】 上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は、異なる回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 4】 上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路、又は上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路は、同一の回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 5】 上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路、又は上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路は、異なる回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 6】 上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は同一の回路であり、上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路又は上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路は同一の回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 7】 上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は異なる回路であり、上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路又は上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路は異なる回路であることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 8】 上記高能率復号化装置は、上記高能率符号化装置から送られる上記入力信号の符号化信号及び複数又は単数の差分信号の一部の符号化信号、又は上記入力信号の符号化信号のみを用いて復号化処理を行うことを特徴とする請求項 1 に記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 9】 上記高能率符号化装置は、単数の入力信

号の符号化信号と、複数の上記差分信号の符号化信号とを出力することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 10】 上記高能率復号化装置は、高能率符号化装置の単数の入力信号の符号化信号及び複数の上記差分信号の符号化信号を復号化処理して合成することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 11】 上記高能率符号化装置は単数の入力信号の符号化信号と複数の上記差分信号の符号化信号とを出力し、上記高能率復号化装置は高能率符号化装置の単数の入力信号の符号化信号及び複数の上記差分信号の符号化信号を復号化処理して合成することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 12】 上記高能率符号化装置内の符号化回路は非線形の量子化を行い、上記高能率符号化装置内及び高能率復号化装置内の復号化回路は非線形の逆量子化を行うことを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 13】 上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化にのみ非線形の量子化を用い、高能率復号化装置内の差分信号の符号化信号の復号化にのみ非線形の逆量子化を用いることを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 14】 上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化回路、及び高能率復号化装置内の差分信号の符号化信号の復号化回路では、可逆符号復号化処理を行うことを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 15】 上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化回路は、聴覚許容雑音スペクトルに対してより多く依存したビット割り当てを行うことを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 16】 上記高能率符号化装置及び高能率復号化装置は、複数チャンネル分の信号を処理することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 17】 上記高能率符号化装置の符号化回路は、マスキング効果の度合いを算出し、各処理ブロックの長さを決定することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 18】 上記高能率符号化装置の符号化回路は、直交変換によって時間軸上の信号を周波数軸上の信号へ変換すると共に周波数軸上の信号を複数の帯域へ分割し、上記高能率復号化装置の復号化回路は、逆直交変換によって周波数軸上の複数の帯域の信号を時間軸上の信号へ変換することを特徴とする請求項 1 記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項 19】 上記直交変換として変更離散コサイン変換を用い、逆直交変換として逆変更離散コサイン変換



を用いることを特徴とする請求項1記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項20】 上記高能率符号化装置の符号化回路は、時間軸上の単一帯域の信号をクワドラチャ・ミラー・フィルタによって複数の帯域の信号に分割し、上記高能率復号化装置の復号化回路は、インバース・クワドラチャ・ミラー・フィルタによって時間軸上の複数の帯域に分割された信号を単一帯域の信号に合成することを特徴とする請求項1記載の高能率符号化及び復号化システム。

【請求項21】 符号化された信号を記録又は伝送する伝送媒体を有し、

上記高能率符号化装置は、出力する複数の符号化信号を1つのシンクブロック内に分離して、上記伝送媒体に対して記録又は伝送することを特徴とする請求項1記載の高能率符号化及び復号化システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、デジタルオーディオ信号録音再生装置、映画フィルム映写システム等のステレオないしはいわゆるマルチサラウンド音響システムにおいて用いられるビットレートの削減を行う高能率符号化装置と、この装置により符号化された信号が伝送若しくは記録される伝送媒体と、伝送されて符号化された信号を復号化する高能率復号化装置とからなる高能率符号化及び復号化システムに関する。

【0002】

【従来の技術】オーディオ或いは音声等の信号の高能率符号化の手法及び装置には種々あるが、例えば、時間領域のオーディオ信号等を単位時間毎にブロック化してこのブロック毎の時間軸の信号を周波数軸上の信号に変換（直交変換）して複数の周波数帯域に分割し、各帯域毎に符号化するブロック化周波数帯域分割方式であるいわゆる変換符号化方式や、時間領域のオーディオ信号等を単位時間毎にブロック化しないで、複数の周波数帯域に分割して符号化する非ブロック化周波数帯域分割方式である帯域分割符号化（サブ・バンド・コーディング：SBC）方式等を挙げることができる。また、上述の帯域分割符号化と変換符号化とを組み合わせた高能率符号化の手法及び装置も考えられており、この場合には、例えば、上記帯域分割符号化方式で帯域分割を行った後、該各帯域毎の信号を上記変換符号化方式で周波数領域の信号に直交変換し、この直交変換された各帯域毎に符号化を施すことになる。

【0003】ここで、上述した帯域分割符号化において用いられる帯域分割用フィルタとしては、例えばQMF（Quadrature Mirror filter）等のフィルタがあり、このQMFのフィルタは、文献「デジタル・コーディング・オブ・スピーチ・イン・サブバンドズ」（"Digital coding of speech in subbands" R.E.Crochiere, BellSy

st. Tech. J., Vol. 55, No. 8 1976) に述べられている。

このQMFのフィルタは、帯域を等バンド幅に2分割するものであり、当該フィルタにおいては上記分割した帯域を後に合成する際にいわゆるエリアシングが発生しないことが特徴となっている。

【0004】また、文献「ポリフェーズ・クワドラチャ・フィルターズ -新しい帯域分割符号化技術」（"Polyphase Quadrature filters -A new subband coding technique", Joseph H. Rothweiler ICASSP 83, BOSTON) には、ポリフェーズ・クワドラチャ・フィルタ（Polyphase Quadrature filter）などの等バンド幅のフィルタ分割手法及び装置が述べられている。このポリフェーズ・クワドラチャ・フィルタにおいては、信号を等バンド幅の複数の帯域に分割する際に一度に分割できることが特徴となっている。

【0005】また、上述した直交変換としては、例えば、入力オーディオ信号を所定単位時間のフレームでブロック化し、当該ブロック（フレーム）毎に離散フーリエ変換（DFT）、離散コサイン変換（DCT）、又はモディファイド離散コサイン変換（MDCT）等を行うことで時間軸を周波数軸に変換するような直交変換がある。なお、上記MDCTについては、文献「時間領域エリアシング・キャンセルを基礎とするフィルタ・バンク設計を用いたサブバンド／変換符号化」（"Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation," J.P.Princen A.B. Bradley, Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst. of Tech. ICASSP 1987) に述べられている。

【0006】更に、周波数帯域分割された各周波数成分を量子化する場合の周波数分割幅としては、例えば人間の聴覚特性を考慮した帯域分割がある。すなわち、一般に臨界帯域（クリティカルバンド）と呼ばれている高域程帯域幅が広くなるような帯域幅で、オーディオ信号を複数（例えば25バンド）の帯域に分割することがある。また、この時の各帯域毎のデータを符号化する際には、各帯域毎に所定のビット配分或いは、各帯域毎に適応的なビット配分による符号化が行われる。例えば、上記MDCT処理されて得られたMDCT係数データを上記ビット配分によって符号化する際には、上記各ブロック毎のMDCT処理により得られる各帯域毎のMDCT係数データに対して、適応的な配分ビット数で符号化が行われることになる。

【0007】上記ビット配分手法及びそのための装置としては、次の2手法及び装置が知られている。

【0008】例えば、文献「音声信号の適応変換符号化」（"Adaptive Transform Coding of Speech Signals", IEEE Transactions of Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-25, No. 4, August 1977）では、各帯域毎の信号の大きさをもとに、ビット割当を行っている。

THIS PAGE BLANK (USPTO)



【0009】また、例えば文献「臨界帯域符号化器 — 聴覚システムの知覚の要求に関するデジタル符号化」(“The critical band coder — digital encoding of the perceptual requirements of the auditory system”, M. A. Kramersner MIT, ICASSP 1980) では、聴覚マスキングを利用することで、各帯域毎に必要な信号対雑音比を得て固定的なビット割当を行う手法及び装置が述べられている。

#### 【0010】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述した従来の高能率符号化手法及び装置においては、例えば既に、ある低いビットレートで固定された再生機（デコーダ）が、使用されているという理由で、より高いビットレートを要した高音質のシステムを導入することが出来ないという問題点がある。

【0011】また、あらゆる性質の入力信号に対し、完全に最適なビット配分を行うことができないという理由で、入力信号の性質によって出力信号の特性が大きく劣化するという問題点もある。すなわち、従来の符号化装置を用いた場合、符号化装置への入力信号の特性によっては、出力信号の品質が大きく劣化する場合があへ、これは、例えば急激な振幅情報の変化を持つような入力信号などを符号化処理する場合である。このような場合、従来の符号復号化装置からの出力信号には、いわゆるプリエコーと呼ばれる雑音が発生する。

【0012】そこで、本発明は、上述のような実情に鑑みて提案されたものであり、現存する低いビットレートで固定された再生機（デコーダ）に対しても互換性を有する、より高いビットレートを要した高音質のシステムを導入することができ、また、あらゆる性質の入力信号に対して、完全に最適なビット配分を行うことができ、入力信号の性質によって出力信号の特性が大きく劣化することなく、復号化装置側でプリエコーが発生することがない高能率符号化出力を得ることができる高能率符号化及び復号化システムを提供することを目的とするものである。

#### 【0013】

【課題を解決するための手段】本発明の高能率符号化及び復号化システムは、上述した目的を達成するために提案されたものであり、供給された信号を符号化する複数の符号化回路と、符号化処理された信号を復号化する単数又は複数の復号化回路と、入力信号と復号化処理された信号との差分を算出する差分算出回路とを具備する高能率符号化装置と、符号化処理された信号を復号化する複数の復号化回路と、復号化処理された信号を合成する合成手段とを具備する高能率復号化装置とを有してなり、上記高能率符号化装置には、入力信号を符号化処理すると共に当該入力信号を符号化処理した符号化信号を復号化処理し、上記復号化処理された信号と入力信号との差分を算出し、当該差分信号を符号化処理した符号化

信号と入力信号を符号化処理した符号化信号とを上記高能率復号化装置へ伝送する符号化手法を適用し、上記高能率復号化装置には、上記伝送された符号化信号を復号化処理した後、時間軸上で合成して出力信号とする復号化手法を適用することを特徴としている。

【0014】ここで、上記高能率符号化装置内の複数の符号化回路は、同一の回路又は異なる回路を用いること、及び／又は、上記高能率符号化装置内の複数の復号化回路或いは上記高能率復号化装置内の複数の復号化回路も、同一の回路又は異なる回路を用いることができる。また、上記高能率復号化装置は、上記高能率符号化装置から送られる上記入力信号の符号化信号及び複数の単数の差分信号の一部の符号化信号、又は上記入力信号の符号化信号のみを用いて復号化処理を行うことができる。さらに、上記高能率符号化装置は、単数の入力信号の符号化信号と複数の上記差分信号の符号化信号とを出力すること、及び／又は、上記高能率復号化装置は、高能率符号化装置の単数の入力信号の符号化信号及び複数の上記差分信号の符号化信号を復号化処理して合成することを行う。

【0015】また、本発明の高能率符号化及び復号化システムでは、上記高能率符号化装置内の符号化回路は非線形の量子化を行い、上記高能率符号化装置内及び高能率復号化装置内の復号化回路は非線形の逆量子化を行うこと、又は、上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化にのみ非線形の量子化を用い、高能率復号化装置内の差分信号の符号化信号の復号化にのみ非線形の逆量子化を用いるものとすることができる。さらに、上記高能率符号化装置内の差分信号の符号化回路、及び高能率復号化装置内の差分信号の符号化信号の復号化回路では、可逆符号復号化処理を行う。また、上記高能率符号化装置の符号化回路は、マスキング効果の度合いを算出し、各処理ブロックの長さを決定し、上記差分信号の符号化回路は、聴覚許容雑音スペクトルに対してより多く依存したビット割り当てを行う。さらに、上記高能率符号化装置の符号化回路は、直交変換によって時間軸上の信号を周波数軸上の信号へ変換すると共に周波数軸上の信号を複数の帯域へ分割し、上記高能率復号化装置の復号化回路は、逆直交変換によって周波数軸上の複数の帯域の信号を時間軸上の信号へ変換する。このときの上記直交変換としては変更離散コサイン変換(MDCT)を用い、逆直交変換として逆変更離散コサイン変換(IMDCT)を用いる。さらに、上記高能率符号化装置の符号化回路は、時間軸上の単一帯域の信号をクワドラチャ・ミラー・フィルタ(QMF)によって複数の帯域の信号に分割し、上記高能率復号化装置の復号化回路は、インバース・クワドラチャ・ミラー・フィルタ(IQMF)によって時間軸上の複数の帯域に分割された信号を単一帯域の信号に合成する。また、上記高能率符号化装置及び高能率復号化装置は、複数チャンネル分の信号を処理すること

THIS PAGE BLANK (USPTO)

ができる。

【0016】次に、本発明の高効率符号化及び復号化システムは、符号化された信号を記録又は伝送する伝送媒体を有し、このときの上記高効率符号化装置は、出力する複数の符号化信号を1つのシンクブロック内に分離して、上記伝送媒体に対して記録又は伝送する。

【0017】

【作用】本発明によれば、入力信号と、この入力信号を符号化処理した後に復号化処理した信号との差分は、入力信号の符号化及び復号化によって発生する雑音成分であり、したがって、この入力信号の符号化信号と差分信号の符号化信号とを高効率復号化装置で復号化して時間軸で合成すれば、入力信号の特性に依存する出力信号の特性劣化を軽減させることが可能となる。

【0018】また、本発明によれば、例えば、高効率復号化装置において既にある低いビットレートで固定された復号化回路が使用されている場合でも、高効率復号化装置内に復号化回路を複数個設け、本発明の高効率符号化装置の各出力信号（符号化信号）を各々の復号化回路で復号化処理を行って時間軸上で合成することにより、既存の復号化回路を用いながら、高効率符号化装置の入力信号と高効率復号化装置の出力信号との品質差を減少させることが可能となる。

【0019】

【実施例】以下、図面を参照し、本発明の高効率符号化及び復号化システムを構成する高効率符号化装置（エンコーダ）と高効率復号化装置（デコーダ）の実施例について説明する。

【0020】図1には、本発明の高効率符号化及び復号化システムの一実施例の構成を示す。この図1の（a）は本発明の高効率符号化装置の構成を示し、図1の（b）は本発明の高効率復号化装置の構成を示している。

【0021】すなわち、本発明実施例の高効率符号化及び復号化システムは、図1の（a）に示すように、供給された信号を符号化する複数の符号化回路51、54と、符号化処理された信号を復号化する単数又は複数の復号化回路52と、入力信号と復号化処理された信号との差分を算出する差分算出回路53とを具備する高効率符号化装置と、図1の（b）に示すように、符号化処理された信号を復号化する複数の復号化回路59、60と、復号化処理された信号を合成する合成手段としての加算回路61とを具備する高効率復号化装置とを有してなる。ここで、上記高効率符号化装置には、入力信号を符号化処理すると共に当該入力信号を符号化処理した符号化信号を復号化処理し、上記復号化処理された信号と入力信号との差分を算出し、当該差分信号を符号化処理した符号化信号と入力信号を符号化処理した符号化信号とを上記高効率復号化装置へ伝送する符号化手法を適用し、上記高効率復号化装置には、上記伝送された符号化

信号を復号化処理した後、時間軸上で合成して出力信号とする復号化手法を適用するようにしている。

【0022】先ず、図1の（a）において、本発明実施例の高効率符号化装置入力端子50には、例えば複数チャンネル分の0～22kHzのオーディオPCM信号が供給されている。この入力信号は、符号化回路51と差分算出回路53へと送られる。

【0023】符号化回路51は、従来の符号化装置と同等の構成を持ち、オーディオ信号等の入力デジタル信号を、帯域分割符号化（SBC）、適応変換符号化（ATC）、及び適応ビット配分（APC-AB）の各技術を用いて高効率符号化を行う。符号化回路51の出力信号は、高効率符号化装置出力端子55と、復号化回路52へと送られる。

【0024】復号化回路52は、従来の復号化装置と同等の構成を持ち、上記符号化回路51によって符号化された信号を復号化し、オーディオPCM信号等に戻す。なお、このオーディオPCM信号は、符号化回路51と復号化回路52により発生する雑音を含んでいる。ここで復号化された信号は、差分算出回路53へと送られる。

【0025】差分算出回路53は、入力端子50及び復号化回路52より、それぞれ異なる2種類のオーディオPCM信号を受け取り、その差分信号を算出する。ここで算出される差分信号は、符号化回路51と復号化回路52によって発生する雑音成分を意味する。この差分信号は、符号化回路54へと送られる。

【0026】符号化回路54は、符号化回路51と同様、従来の符号化装置と同等の構成を持ち、差分算出回路53によって算出された差分信号に対し、高効率符号化を行う。符号化回路54の出力信号は、高効率符号化装置出力端子56へと送られる。

【0027】なお、この符号化回路54と前段の符号化回路51を同一の回路にすることにより、高効率符号化装置のシステム規模を小さくすることができ、コストやハードウェアの消費電力量を低く抑えることが可能となる。また、既に高効率符号化回路が現存している場合、その符号化回路をそのまま流用することが可能となる。

【0028】次に、図1の（b）において、本発明の高効率復号化装置入力端子57には、高効率符号化装置出力端子55から、高効率符号化信号が供給されている。この入力信号は、復号化回路59へと送られる。

【0029】復号化回路59は、従来の復号化装置と同等の構成を持ち、高効率符号化装置出力端子55から送られる符号化信号を復号化し、オーディオPCM信号等に戻す。なお、この復号化回路59は、図1の（a）中の復号化回路52と同等の構成を持つ。つまり、復号化回路52の出力信号と、復号化回路59の出力信号は、同等である。ここで復号化された信号は、加算回路61へと送られる。

THIS PAGE BLANK (USPTO)

【0030】また、本発明の高エネルギー復号化装置入力端子58には、高エネルギー符号化装置出力端子56から、高エネルギー符号化信号が供給されている。この入力信号は、復号化回路60へと送られる。

【0031】復号化回路60は、復号化回路59同様、従来の復号化装置と同等の構成を持ち、高エネルギー符号化装置出力端子56から送られる符号化信号を復号化し、オーディオPCM信号等に戻す。ここで復号化された信号は、加算回路61へと送られる。

【0032】例えば、図1中の符号化回路51、54が全く同じ構成の回路である場合は、図1中の復号化回路52、59、60も同じ構成の回路を用いるのが最も有効である。これは、本発明の高エネルギー復号化装置のシステム規模を小さくすることができ、コストやハードウェアの消費電力量を低く抑えることが可能となる。

【0033】さらに、前述した通り、図1中の符号化回路51、54に対して現存する高エネルギー符号化回路を用いた場合には、図1中の復号化回路52、59、60に対しても現存する高エネルギー復号化回路を流用することが可能となる。これにより、同一規格の符号化回路、復号化回路を大量に消費するため、回路の単価が下がり、本発明の高エネルギー符号化装置、復号化装置、及び現存する高エネルギー復号化装置の生産コストを下げることが可能となる。

【0034】また、本発明の高エネルギー符号化装置、復号化装置において、現存する符号化、復号化回路を用いることは、現存する高エネルギー符号化装置、復号化装置に対する互換性を有することを意味する。例えば、本発明の高エネルギー符号化装置によって符号化した信号を、現存する高エネルギー復号化装置で復号化する際には、図1中の高エネルギー符号化装置出力端子56から出力される符号化信号を受け取らず、高エネルギー符号化装置出力端子55から出力される符号化信号のみを受け取ることで、現行の高エネルギー符号化装置と同等の音質を確保しながら、符号、復号化することが実現可能である。また、現存する高エネルギー符号化装置によって符号化した信号を、本発明の高エネルギー復号化装置で復号化する際には、図1中の高エネルギー復号化装置入力端子57、58のどちらか一方に符号化信号を入力することにより、現行の高エネルギー符号化装置と同等の音質を確保しながら、符号、復号化することが実現可能となる。また例えば、図1中の高エネルギー復号化装置入力端子57、58に同じ符号化信号を入力し、加算回路61に、加算を行うか否かを選択する機能を付加することによっても実現可能である。

【0035】加算回路61は、復号化回路59、60から送られる2種類の復号化された信号を足し合わせる。この加算回路61での加算を行うことにより、符号化回路51、復号化回路59の処理において発生する量子化雑音の発生を抑制する。すなわち、高エネルギー復号化装置の出力端子62から出力される信号は、高エネルギー符号化装置の入力端子50に供給される信号とクオリティが略同じ

ものとして得られることになる。特に、符号化回路51、復号化回路59の処理において、大きな量子化雑音を発生するような特定の入力信号に対し効果がある。加算処理後の信号は、高エネルギー復号化装置出力端子62へと送られる。

【0036】高エネルギー復号化装置出力端子62からは、本発明の高エネルギー復号化装置によって復号化されたオーディオPCM信号等が出力される。

【0037】本実施例では、図1中の符号化回路51及び符号化回路54において、オーディオPCM信号等の入力デジタル信号を、帯域分割符号化(SBC)、適応変換符号化(ATC)、及び適応ビット配分(APC-AB)の各技術を用いて高エネルギー符号化を行う。この技術について、図2を参照しながら説明する。

【0038】図2に示す本実施例の具体的な高エネルギー符号化装置では、入力デジタル信号をフィルタなどにより複数の周波数帯域に分割すると共に、各周波数帯域毎に直交変換を行って、得られた周波数軸のスペクトルデータを、後述する人間の聴覚特性を考慮したいわゆる臨界帯域幅(クリティカルバンド)毎に適応的にビット配分して符号化している。この時、高域では臨界帯域幅を更に分割した帯域を用いる。もちろんフィルタなどによる非ブロッキングの周波数分割幅は等分割幅としてもよい。

【0039】さらに、本発明実施例においては、直交変換の前に入力信号に応じて適応的にブロックサイズ(ブロック長)を変化させると共に、クリティカルバンド単位若しくは高域では臨界帯域幅(クリティカルバンド)を更に細分化した小ブロックでフローティング処理を行っている。なお、このクリティカルバンドとは、人間の聴覚特性を考慮して分割された周波数帯域であり、ある純音の周波数近傍の同じ強さの狭帯域バンドノイズによって当該純音がマスクされるときそのノイズの持つ帯域のことである。このクリティカルバンドは、高域ほど帯域幅が広がっており、例えば0~20kHzの全周波数帯域は例えば25のクリティカルバンドに分割されている。

【0040】すなわち、図2において、入力端子10には例えば0~22kHzのオーディオPCM信号が供給されている。この入力信号は、例えば前述したいわゆるQMFなどの帯域分割フィルタ11により0~11kHz帯域と11k~22kHz帯域とに分割され、0~11kHz帯域の信号は同じくいわゆるQMF等の帯域分割フィルタ12により0~5.5kHz帯域と5.5k~11kHz帯域とに分割される。

【0041】上記帯域分割フィルタ11からの11k~22kHz帯域の信号は、直交変換回路の一例であるMDCT(Modified Discrete Cosine Transform)回路13に送られ、上記帯域分割フィルタ12からの5.5k~11kHz帯域の信号はMDCT回路14に送られ、

THIS PAGE BLANK (USPTO)

上記帯域分割フィルタ12からの0~5.5kHz帯域の信号はMDCT回路15に送られることにより、それぞれMDCT処理される。なお、各MDCT回路13、14、15では、各帯域毎に設けたブロック決定回路19、20、21により決定されたブロックサイズに基づいてMDCT処理がなされる。

【0042】ここで、上記ブロック決定回路19、20、21により決定される各MDCT回路13、14、15でのブロックサイズの具体例を図3のA及びBに示す。なお、図3のAには直交変換ブロックサイズが長い場合（ロングモードにおける直交変換ブロックサイズ）を、図3のBには直交変換ブロックサイズが短い場合（ショートモードにおける直交変換ブロックサイズ）を示している。

【0043】この図3の具体例においては、3つのフィルタ出力は、それぞれ2つの直交変換ブロックサイズを持つ。すなわち、低域側の0~5.5kHz帯域の信号及び中域の5.5k~11kHz帯域の信号に対しては、長いブロック長の場合（図2のA）は1ブロック内のサンプル数を128サンプルとし、短いブロックが選ばれた場合（図3のB）には1ブロック内のサンプル数を32サンプル毎のブロックとしている。これに対して高域側の11k~22kHz帯域の信号に対しては、長いブロック長の場合（図3のA）は1ブロック内のサンプル数を256サンプルとし、短いブロックが選ばれた場合（図3のB）には1ブロック内のサンプル数を32サンプル毎のブロックとしている。このようにして短いブロックが選ばれた場合には各帯域の直交変換ブロックのサンプル数を同じとして高域程時間分解能を上げ、なおかつブロック化に使用するウィンドウの種類を減らしている。

【0044】なお、上記ブロック決定回路19、20、21で決定されたブロックサイズを示す情報は、後述の適応ビット割当符号化回路16、17、18に送られると共に、出力端子23、25、27から出力される。

【0045】再び図2において、各MDCT回路13、14、15にてMDCT処理されて得られた周波数領域のスペクトルデータあるいはMDCT係数データは、いわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎にまとめられて適応ビット割当符号化回路16、17、18に送られている。

【0046】適応ビット割当符号化回路16、17、18では、上記ブロックサイズの情報、及び臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDCT係数データ）を再量子化（正規化して量子化）するようにしている。

【0047】これら各適応ビット割当符号化回路16、17、18によって符号化されたデータは、出力端子2

2、24、26を介して取り出される。また、当該適応ビット割当符号化回路16、17、18では、どのような信号の大きさに関する正規化がなされたかを示すスケールファクタと、どのようなビット長で量子化がされたかを示すビット長情報も求めており、これらも同時に出力端子22、24、26から出力される。

【0048】また、図2における各MDCT回路13、14、15の出力からは、上記臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎のエネルギーを、例えば当該バンド内での各振幅値の2乗平均の平方根を計算すること等により求められる。もちろん、上記スケールファクタそのものを以後のビット配分の為に用いるようにしてもよい。この場合には新たなエネルギー計算の演算が不要となるため、ハード規模の節約となる。また、各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等を用いることも可能である。

【0049】次に、適応ビット割り当て回路16、17、18において、上記ビット配分の具体的な手法を説明する。

【0050】この場合の適応ビット配分回路の動作を図4で説明するとMDCT係数の大きさが各ブロックごとに求められ、そのMDCT係数が入力端子801に供給される。当該入力端子801に供給されたMDCT係数は、帯域毎のエネルギー算出回路803に与えられる。帯域毎のエネルギー算出回路803では、クリティカルバンド又は高域においてはクリティカルバンドを更に再分割したそれぞれの帯域に関する信号エネルギーを算出する。帯域毎のエネルギー算出回路803で算出されたそれぞれの帯域に関するエネルギーは、エネルギー依存ビット配分回路804に供給される。

【0051】エネルギー依存ビット配分回路804では、使用可能総ビット発生回路802による使用可能総ビット、本実施例では128Kbpsの内のある割合を用いて白色の量子化雑音を作り出すようなビット配分を行うようになる。このとき、入力信号のトーンリティが高いほど、すなわち入力信号のスペクトルの凸凹が大きいほど、このビット量が上記128Kbpsに占める割合が増加する。なお、入力信号のスペクトルの凸凹を検出するには、後述するように、隣接するブロックのブロックフローティング係数の差の絶対値の和を指標として使用する。そして、その後、後述するように、求められた使用可能なビット量につき、各帯域のエネルギーの対数値に比例したビット配分を行う。

【0052】聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分算出回路805は、まず上記クリティカルバンド毎に分割されたスペクトルデータに基づき、いわゆるマスキング効果等を考慮した各クリティカルバンド毎の許容ノイズ量を求め、次に聴覚許容雑音スペクトルを与えるように上記使用可能総ビットからエネルギー依存ビットを引い



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

たビット分が配分される。このようにして求められたエネルギー依存ビットと聴覚許容雑音レベルに依存したビットは加算されて、図2の適応ビット割当符号化回路16、17、18によって各クリティカルバンド毎若しくは高域においてはクリティカルバンドを更に複数帯域に分割した帯域に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDCT係数データ）が再量子化されるようになっている。このようにして符号化されたデータは、図2の出力端子22、24、26を介して取り出される。

【0053】さらに詳しく上記聴覚許容雑音スペクトル依存のビット配分回路805中の聴覚許容雑音スペクトル算出回路について説明すると、MDCT回路13、14、15で得られたMDCT係数が当該ビット配分回路805中の許容雑音スペクトル算出回路に与えられる。

【0054】図5は上記許容雑音スペクトル算出回路をまとめて説明した一具体例の概略構成を示すブロック回路図である。この図5において、入力端子521には、MDCT回路13、14、15からの周波数領域のスペクトルデータが供給されている。

【0055】この周波数領域の入力データは、帯域毎のエネルギー算出回路522に送られて、上記クリティカルバンド（臨界帯域）毎のエネルギーが、例えば当該バンド内での各振幅値2乗の総和を計算すること等により求められる。この各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等が用いられることもある。このエネルギー算出回路522からの出力として、例えば各バンドの総和値のスペクトルは、一般にバークスペクトルと称されている。図6はこのような各クリティカルバンド毎のバークスペクトルSBを示している。ただし、この図6では、図示を簡略化するため、上記クリティカルバンドのバンド数を12バンド（B1～B12）で表現している。

【0056】ここで、上記バークスペクトルSBのいわゆるマスキングに於ける影響を考慮するために、該バークスペクトルSBに所定の重み付け関数を掛けて加算するような畳込み（コンボリューション）処理を施す。このため、上記帯域毎のエネルギー算出回路522の出力すなわち該バークスペクトルSBの各値は、畳込みフィルタ回路523に送られる。該畳込みフィルタ回路523は、例えば、入力データを順次遅延させる複数の遅延素子と、これら遅延素子からの出力にフィルタ係数（重み付け関数）を乗算する複数の乗算器（例えば各バンドに対応する25個の乗算器）と、各乗算器出力の総和をとる総和加算器とから構成されるものである。

【0057】なお、上記マスキングとは、人間の聴覚上の特性により、ある信号によって他の信号がマスクされて聞こえなくなる現象をいうものであり、このマスキング効果には、時間領域のオーディオ信号による時間軸マスキング効果と、周波数領域の信号による同時刻マスキ

ング効果とがある。これらのマスキング効果により、マスキングされる部分にノイズがあったとしても、このノイズは聞こえないことになる。このため、実際のオーディオ信号では、このマスキングされる範囲内のノイズは許容可能なノイズとされる。

【0058】また、上記畳込みフィルタ回路523の各乗算器の乗算係数（フィルタ係数）の一具体例を示すと、任意のバンドに対応する乗算器Mの係数を1とするとき、乗算器M-1で係数0.15を、乗算器M-2で係数0.0019を、乗算器M-3で係数0.0000086を、乗算器M+1で係数0.4を、乗算器M+2で係数0.06を、乗算器M+3で係数0.007を各遅延素子の出力に乗算することにより、上記バークスペクトルSBの畳込み処理が行われる。ただし、Mは1～25の任意の整数である。

【0059】次に、上記畳込みフィルタ回路523の出力は引算器524に送られる。該引算器524は、上記畳込んだ領域での後述する許容可能なノイズレベルに対応するレベル $\alpha$ を求めるものである。なお、当該許容可能なノイズレベル（許容ノイズレベル）に対応するレベル $\alpha$ は、後述するように、逆コンボリューション処理を行うことによって、クリティカルバンドの各バンド毎の許容ノイズレベルとなるようなレベルである。

【0060】ここで、上記引算器524には、上記レベル $\alpha$ を求めるための許容関数（マスキングレベルを表現する関数）が供給される。この許容関数を増減させることで上記レベル $\alpha$ の制御を行っている。当該許容関数は、次に説明するような $(n-a_i)$ 関数発生回路525から供給されているものである。

【0061】すなわち、許容ノイズレベルに対応するレベル $\alpha$ は、クリティカルバンドのバンドの低域から順に与えられる番号を*i*とすると、次の式で求めることができる。

$$\alpha = S - (n - a_i)$$

この式において、*n*、*a*は定数で $a > 0$ 、*S*は畳込み処理されたバークスペクトルの強度であり、式中 $(n - a_i)$ が許容関数となる。例として $n = 38$ 、 $a = -0.5$ を用いることができる。

【0063】このようにして、上記レベル $\alpha$ が求められ、このデータは、割算器526に伝送される。当該割算器526では、上記畳込みされた領域での上記レベル $\alpha$ を逆コンボリューションするためのものである。したがって、この逆コンボリューション処理を行うことにより、上記レベル $\alpha$ からマスキングスレッシュホールドが得られるようになる。すなわち、このマスキングスレッシュホールドが許容ノイズスペクトルとなる。なお、上記逆コンボリューション処理は、複雑な演算を必要とするが、本実施例では簡略化した割算器526を用いて逆コンボリューションを行っている。

【0064】次に、上記マスキングスレッシュホールド

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

は、合成回路527を介して減算器528に伝送される。ここで、当該減算器528には、上記帯域毎のエネルギー検出回路522からの出力、すなわち前述したパークスペクトルSBが、遅延回路529を介して供給されている。したがって、この減算器528で上記マスキングスレッショールドとパークスペクトルSBとの減算演算が行われることで、図7に示すように、上記パークスペクトルSBは、当該マスキングスレッショールドMSのレベルで示すレベル以下がマスキングされることになる。なお、上記遅延回路529は、上記合成回路527以前の各回路での遅延量を考慮してエネルギー検出回路522からのパークスペクトルSBを遅延させるために設けられている。

【0065】当該減算器528からの出力は、許容雑音補正回路530を介し、出力端子531を介して取り出され、例えば配分ビット数情報が予め記憶されたROM等（図示せず）に送られる。このROM等は、上記減算回路528から許容雑音補正回路530を介して得られた出力（上記各バンドのエネルギーと上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベル）に応じ、各バンド毎の配分ビット数情報を出力する。

【0066】このようにしてエネルギー依存ビットと聴覚許容雑音レベルに依存したビットは加算されてその配分ビット数情報が上記適応ビット割当符号化回路16、17、18に送られることで、ここでMDCT回路13、14、15からの周波数領域の各スペクトルデータがそれぞれのバンド毎に割り当てられたビット数で量子化されるわけである。

【0067】すなわち要約すれば、上記適応ビット割当符号化回路16、17、18では、上記クリティカルバンドの各バンド帯域毎（クリティカルバンド毎）若しくは高域においては当該クリティカルバンドを更に複数帯域に分割した帯域のエネルギー若しくはピーク値と、上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベルに応じて配分されたビット数で上記各バンド毎のスペクトルデータを量子化することになる。

【0068】ところで、上述した合成回路527での合成の際には、最小可聴カーブ発生回路532から供給される図8に示すような人間の聴覚特性であるいわゆる最小可聴カーブRCを示すデータと、上記マスキングスレッショールドMSとを合成することができる。この最小可聴カーブにおいて、雑音絶対レベルがこの最小可聴カーブ以下ならば該雑音は聞こえないことになる。この最小可聴カーブは、コーディングが同じであっても例えば再生時の再生ボリュームの違いで異なるものとなるが、現実的なデジタルシステムでは、例えば16ビットダイナミックレンジへの音楽のはいり方にはさほど違いがないので、例えば4kHz付近の最も耳に聞こえやすい周波数帯域の量子化雑音が聞こえないとすれば、他の周波数帯域ではこの最小可聴カーブのレベル以下の量子化

雑音は聞こえないと考えられる。したがって、このように例えばシステムの持つダイナミックレンジの4kHz付近の雑音が聞こえない使い方をすると仮定し、この最小可聴カーブRCとマスキングスレッショールドMSとを共に合成することで許容ノイズレベルを得るようにすると、この場合の許容ノイズレベルは、図8中の斜線で示す部分までとすることができるようになる。なお、本実施例では、上記最小可聴カーブの4kHzのレベルを、例えば20ビット相当の最低レベルに合わせている。また、この図8は、信号スペクトルSSも同時に示している。

【0069】また、上記許容雑音補正回路530では、補正情報出力回路533から送られてくる例えば等ラウドネスカーブの情報に基づいて、上記減算器528からの出力における許容雑音レベルを補正している。ここで、等ラウドネスカーブとは、人間の聴覚特性に関する特性曲線であり、例えば1kHzの純音と同じ大きさに聞こえる各周波数での音の音圧を求めて曲線で結んだもので、ラウドネスの等感度曲線とも呼ばれる。またこの等ラウドネス曲線は、図8に示した最小可聴カーブRCと略同じ曲線を描くものである。この等ラウドネス曲線においては、例えば4kHz付近では1kHzのところより音圧が8〜10dB下がっても1kHzと同じ大きさに聞こえ、逆に、50Hz付近では1kHzでの音圧よりも約15dB高くなくとも同じ大きさに聞こえない。このため、上記最小可聴カーブのレベルを越えた雑音（許容ノイズレベル）は、この等ラウドネス曲線に応じたカーブで与えられる周波数特性を持つようにするのが良いことがわかる。このようなことから、上記等ラウドネス曲線を考慮して上記許容ノイズレベルを補正することは、人間の聴覚特性に適合していることがわかる。

【0070】以上述べた聴覚許容雑音レベルに依存したスペクトル形状を使用可能総ビット128Kbpsの内のある割合を用いるビット配分でつくる。この割合は入力信号のトナリリティが高くなるほど減少する。

【0071】次に2つのビット配分手法の間でのビット量分割手法について説明する。

【0072】図4に戻って、MDCT回路出力が供給される入力端子801からの信号は、スペクトルの滑らかさ算出回路808にも与えられ、ここでスペクトルの滑らかさが算出される。本実施例では、信号スペクトルの絶対値の隣接値間の差の絶対値の和を信号スペクトルの絶対値の和で割った値を、上記スペクトルの滑らかさとして算出している。

【0073】上記スペクトルの滑らかさ算出回路808の出力は、ビット分割率決定回路809に与えられ、ここでエネルギー依存のビット配分と、聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分間のビット分割率とが決定される。ビット分割率はスペクトルの滑らかさ算出回路808の出力値が大きいほど、スペクトルの滑らかさが無い

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

と考へて、エネルギー依存のビット配分よりも、聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分に重点をおいたビット配分を行う。ビット分割率決定回路 809 は、それぞれエネルギー依存のビット配分及び聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分の大きさをコントロールするマルチプライヤ 811 及び 812 に対してコントロール出力を送る。ここで、仮にスペクトルが滑らかであり、エネルギー依存のビット配分に重きをおくように、マルチプライヤ 811 へのビット分割率決定回路 809 の出力が 0.8 の値を取ったとき、マルチプライヤ 812 へのビット分割率決定回路 809 の出力は  $1 - 0.8 = 0.2$  とする。これら 2 つのマルチプライヤの出力はアダー 806 で足し合わされて最終的なビット配分情報となつて、出力端子 807 から出力される。

【0074】このときのビット配分の様子を図 9、図 10 に示す。また、これに対応する量子化雑音の様子を図 11、図 12 に示す。図 9 は信号のスペクトルが割合平坦である場合を示しており、図 10 は信号スペクトルが高いトナリティを示す場合を示している。また、図 9 及び図 10 の図中 QS は信号レベル依存分のビット量を示し、図中 QN は聴覚許容雑音レベル依存のビット割当分のビット量を示している。図 11 及び図 12 の図中 L は信号レベルを示し、図中 NS は信号レベル依存分による雑音低下分を、図中 NN は聴覚許容雑音レベル依存のビット割当分による雑音低下分を示している。

【0075】先ず、信号のスペクトルが、割合平坦である場合を示す図 11 において、聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分は、全帯域に渡り大きい信号雑音比を取るために役立つ。しかし低域及び高域では比較的少ないビット配分が使用されている。これは聴覚的にこの帯域の雑音に対する感度が小さいためである。信号エネルギーレベルに依存したビット配分の方は量としては少ないが、ホワイトな雑音スペクトルを生じるように、この場合には中低域の信号レベルの高い周波数領域に重点的に配分されている。

【0076】これに対して、図 12 に示すように、信号スペクトルが高いトナリティを示す場合には、信号エネルギーレベルに依存したビット配分量が多くなり、量子化雑音の低下は極めて狭い帯域の雑音を低減するために使用される。聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分の集中はこれよりもきつくない。

【0077】図 12 に示すように、この両者のビット配分の和により、孤立スペクトル入力信号での特性の向上が達成される。

【0078】図 13 は、図 1 中の復号化回路 52、59、60 において、符号化された信号を再び復号化するための基本的な本発明実施例の復号化装置を示している。

【0079】この図 13 において、各帯域の量子化された MDCT 係数は復号化装置入力端子 122、124、

126 に与えられ、使用されたブロックサイズ情報は入力端子 123、125、127 に与えられる。復号化回路 116、117、118 では適応ビット配分情報を用いてビット割当を解除する。

【0080】次に、IMDCT 回路 113、114、115 では周波数領域の信号が時間領域の信号に変換される。これらの部分帯域の時間領域信号は、IQMF 回路 112、111 により、全体域信号に復号化され、出力端子 110 へ送られる。

【0081】次に、本発明実施例の伝送媒体すなわちメディアは、上述したような本発明実施例の高効率符号化装置により符号化された信号が記録若しくは伝送されるものである。すなわち、ここに言う伝送とは記録も含むものである。記録のためのメディアとしては例えば光ディスク、光磁気ディスク、磁気ディスク等のディスク状の記録媒体に上記符号化信号が記録されたものや、磁気テープ等のテープ状記録媒体に上記符号化信号が記録されたもの、或いは、符号化信号が記憶された半導体メモリ、IC カードなどを挙げることができる。また、記録を含まない伝送のためのメディアとしては、電線若しくは光ケーブルや電波等を挙げることができる。

【0082】なお、本発明実施例のメディアにおけるデータの並べ方については、例えば図 14 中の (A)、

(B) に示すような配列となる。すなわち、1 つのシンクブロックは、シンク情報  $I_s$  と、図 1 中の高効率符号化装置出力端子 55 より出力された、サブ情報  $I_{S_s}$  (スケールファクタ、ワードレングス) とメイン情報  $I_{M_s}$ 、高効率符号化装置出力端子 56 より出力された、サブ情報  $I_{S_s}$  とメイン情報  $I_{M_s}$  とからなるものとする。

【0083】この場合、1 つのシンクブロックの中に各高効率符号化装置出力端子 55、56 より送られた信号を、分離して記録若しくは伝送し、その後復号、再生することは、現存する高効率復号化装置を用いてビットレートを下げて再生する場合に、除去すべきビット列部分を一括して除去できるという点で有効である。

【0084】また例えば、メディア上に記録したある容量のデータを、別のメディア上にコピーする際、メディアの容量を節約し、より長時間の記録を実現するために、高効率符号化装置出力装置 56 から出力される符号化信号を除去したものを記録したい場合にも、除去すべきビット列部分を一括して除去できるという点で有効である。

【0085】以上のようなビット配列は、特に光磁気ディスクや光ディスクを用いた例えばいわゆるミニディスク (Mini Disc) や、磁気テープメディア、通信メディアなどに応用できる。

【0086】なお、本発明はこの実施例にのみ限定されるものではなく、例えば、図 1 中の 2 つの符号化回路 51、54 を異なる構成にすることも可能である。これに

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



より、図 1 中の復号化回路 5 2 と復号化回路 5 9 は同じ構成であるが、復号化回路 6 0 は異なる構成となる。つまり、符号化回路 5 1 は復号化回路 5 2、5 9 と、符号化回路 5 4 は復号化回路 6 0 と、それぞれ対応した関係を持つ。例えば、どちらか一方の符号化回路にはブロック化周波数帯域分割方式である変換符号化方式を用い、もう一方の符号化回路には、非ブロック化周波数帯域分割方式である帯域分割符号化方式を用いることが可能である。なお、符号化回路 5 4 の入力信号は、いわゆる白色雑音成分を多く含んでいるため、例えば同一帯域幅に分割している帯域分割符号化方式を、符号化回路 5 4 に用いた方が、全周波数帯域に対し均等にビット配分しやすいため、より有効に作用する。

【0087】また、図 1 の (a) の高能率符号化装置において、符号化回路 5 1、5 4、復号化回路 5 2 と差分算出回路 5 3 によって行われる一連の処理を複数回繰り返すような構造を持つことも可能である。つまり、符号化回路 5 4 によって符号化された信号を再度、復号化し、高能率符号化装置入力端子 5 0 から入力信号との差分を算出、それをさらに符号化するという複数段の階層構造を取ることも可能である。なお、それに伴い高能率復号化装置は、復号化回路を増やす構成となる。

【0088】また、図 1 中の符号化回路 5 4 に対する入力信号は、高能率符号化装置入力端子 5 0 から供給される信号と、符号化回路 5 1、復号化回路 5 2 によって符号復号化処理された信号との差分信号であるため、いわゆる白色雑音の成分を多く含む。そのため、図 1 中の符号化回路 5 4 及び復号化回路 6 0 に対し、非線形の量子化器を用いることにより、再量子化における量子化歪みを抑えることができる。

【0089】さらに例えば、図 1 中の符号化回路 5 4、復号化回路 6 0 に対し、可逆符号復号化方式を用いた場合、本発明の高能率符号化装置入力信号と、高能率復号化装置出力信号は同一の信号となり、系全体が可逆符号復号化方式となる。

【0090】また、例えば本実施例において説明した符号化方式と同じ構成を持つような場合においても、符号化回路内の各種設定パラメータを変更することにより、より有効に作用する場合がある。例えば、図 4 中の使用可能総ビット数発生回路 8 0 2 のパラメータを変更することにより、図 1 中の符号化回路 5 1 に対し符号化回路 5 4 よりも高いビットレートを設定した場合、図 1 中の高能率復号化装置入力端子 5 7 から入力される符号化信号のみを用いて復号化を行うような構成の高能率復号化装置を使用する場合などに有効に作用する。

【0091】また、図 1 中の符号化回路 5 4 に対する入力信号は、高能率符号化装置入力端子 5 0 から供給される信号と、符号化回路 5 1、復号化回路 5 2 によって符号復号化処理された信号との差分信号であるため、いわゆる白色雑音の成分を多く含む。よって、符号化回路 5

4 では、例えば図 4 中のビット分割率決定回路 8 0 9 において、聴覚許容雑音スペクトルのビット配分 8 0 5 によるビットがより多く配分されるようにパラメータを変更することにより、符号化回路 5 4 への入力信号に適応したビット配分を行うことが可能となる。

【0092】本発明実施例は、以上のような種々の変形が考えられる。

#### 【0093】

【発明の効果】以上の説明からも明らかなように、本発明の高能率符号化及び復号化システムにおいては、以下の効果を得ることができる。

【0094】すなわち、第 1 に、既に低いビットレートを用いた符号化装置及び復号化装置が使用されている場合でも、より高いビットレートを用いた高音質の符号化、復号化システムを導入しようとする際に、現存する符号化装置及び復号化装置との互換性を有するシステムを提供できる。

【0095】第 2 に、高音質な符号化装置、復号化装置を、現存する低ビットレート用の安価な符号化回路、復号化回路を用いて構成することができるため、新たな符号化及び復号化 L S I の作成を必要とせず、安価に目的を達成することが可能となる。

【0096】第 3 に、符号化装置内でも復号化処理信号と入力信号との差分をとり、その符号化情報を復号化装置へ送るという構成をとることにより、従来の符号化、復号化処理において発生していた、プリエコーなどの入力信号の特性によって大きく発生する量子化雑音の発生を抑えることが可能となる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明実施例の高能率符号化及び復号化システムの構成例を示すブロック回路図である。

【図 2】本発明実施例の高能率符号化装置内の符号化回路の構成例を示すブロック回路図である。

【図 3】本実施例装置での周波数及び時間領域における直交変換ブロックサイズ的具体例を示す図である。

【図 4】本発明実施例のビット配分機能の構成例を示すブロック回路図である。

【図 5】本発明実施例の聴覚マスキングスレシヨールド算定機能の構成例を示すブロック回路図である。

【図 6】各臨界帯域信号によるマスキングを示す図である。

【図 7】各臨界帯域信号によるマスキングスレシヨールドを示す図である。

【図 8】情報スペクトル、マスキングスレシヨールド、最小可聴限を示す図である。

【図 9】信号スペクトルが平坦な情報信号に対する信号レベル依存及び聴覚許容雑音レベル依存のビット配分を示す図である。

【図 10】信号スペクトルのトーナリティが高い情報信号に対する信号レベル依存及び聴覚許容雑音レベル依存

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

21

のビット配分を示す図である。

【図 1 1】 信号スペクトルが平坦な情報信号に対する量子化雑音レベルを示す図である。

【図 1 2】 トーナリティが高い情報信号に対する量子化雑音レベルを示す図である。

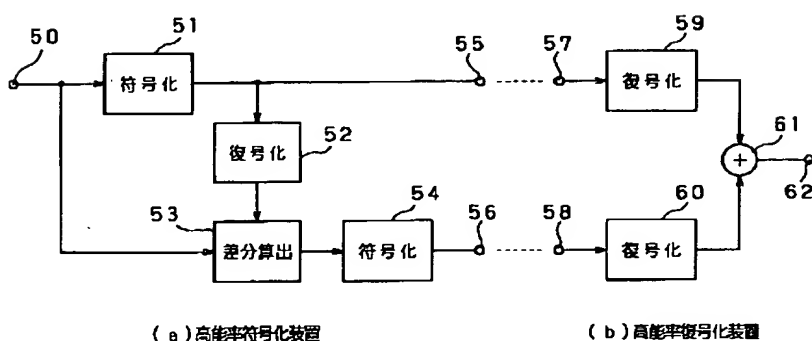
【図 1 3】 本発明実施例の高能率符号復号化装置内の復号化回路の構成例を示すブロック回路図である。

【図 1 4】 本発明実施例のメディアにおけるビット配列の構成例を示す図である。

#### 【符号の説明】

1 0 高能率符号化回路入力端子  
1 1、1 2 帯域分割フィルタ  
1 3、1 4、1 5 MDCT回路  
1 6、1 7、1 8 適応ビット割当符号化回路  
1 9、2 0、2 1 ブロックサイズ決定回路  
2 2、2 4、2 6 符号化出力端子  
2 3、2 5、2 7 ブロックサイズ情報出力端子  
5 0 高能率符号化装置入力端子  
5 1、5 4 高能率符号化回路  
5 2、5 9、6 0 高能率復号化回路  
5 3 差分算出回路  
5 5、5 6 高能率符号化装置出力端子  
5 7、5 8 高能率復号化装置入力端子  
6 1 加算回路  
6 2 高能率復号化装置出力端子  
1 2 2、1 2 4、1 2 6 符号化入力端子

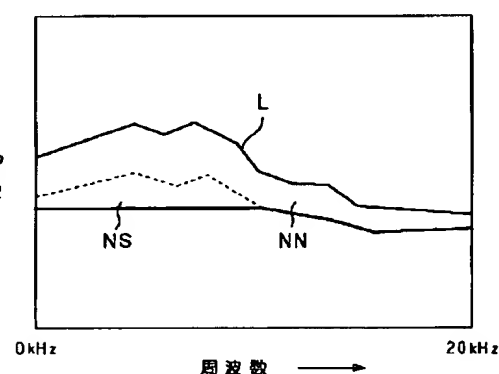
【図 1】



22

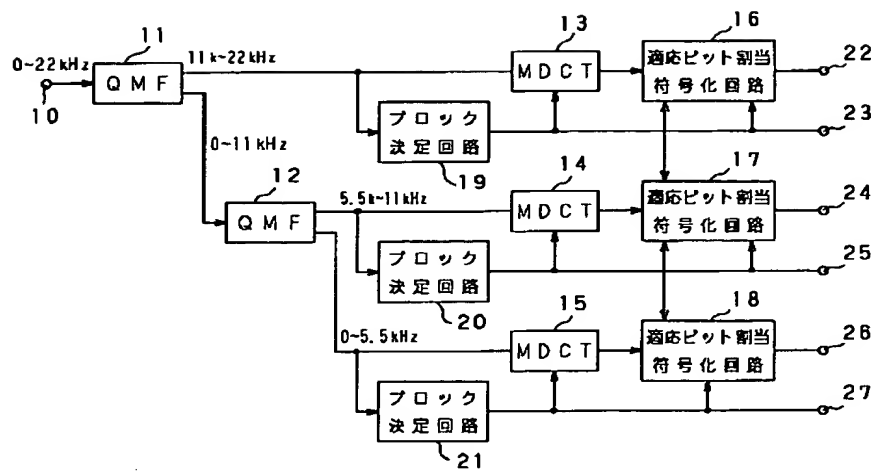
\* 1 2 3、1 2 5、1 2 7 ブロックサイズ情報入力端子  
1 1 6、1 1 7、1 1 8 適応ビット配分復号化回路  
1 1 3、1 1 4、1 1 5 IMDCT回路  
1 1 2、1 1 1 IQMF回路  
1 1 0 高能率復号化回路出力端子  
5 2 1 許容雑音算出回路入力端子  
5 2 2 帯域毎のエネルギー検出回路  
5 2 3 畳込みフィルタ回路  
5 2 4 引算器  
10 5 2 5  $n - a_i$  関数発生回路  
5 2 6 引算器  
5 2 7 合成回路  
5 2 8 減算器  
5 3 0 許容雑音補正回路  
5 3 2 最小可聴カーブ発生回路  
5 3 3 補正情報出力回路  
8 0 1 MDCT回路出力入力端子  
8 0 2 使用可能総ビット発生回路  
8 0 3 帯域毎のエネルギー算出回路  
20 8 0 4 エネルギー依存のビット配分回路  
8 0 5 聴覚許容雑音レベル依存のビット配分回路  
8 0 6 アダー  
8 0 7 各帯域のビット割当量出力端子  
8 0 8 スペクトルの滑らかさ算出回路  
8 0 9 ビット分割率決定回路  
\* 8 1 1、8 1 2 マルチプライヤ

【図 1 1】

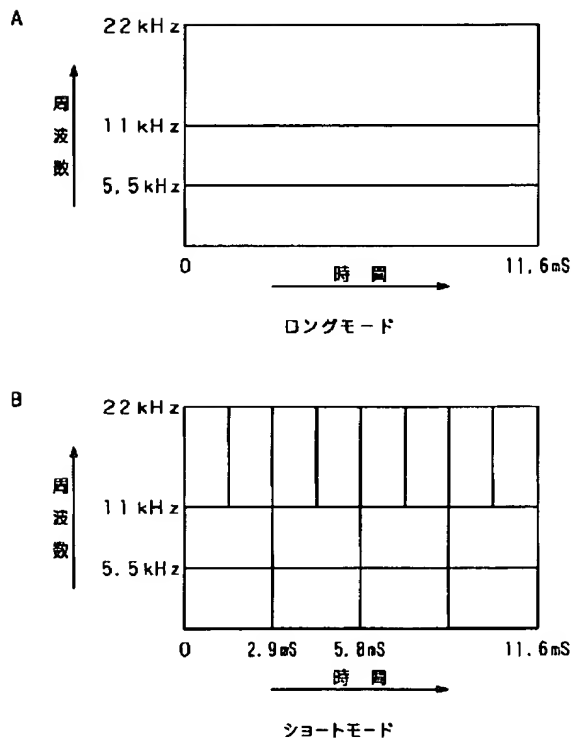


THIS PAGE BLANK (USPTO)

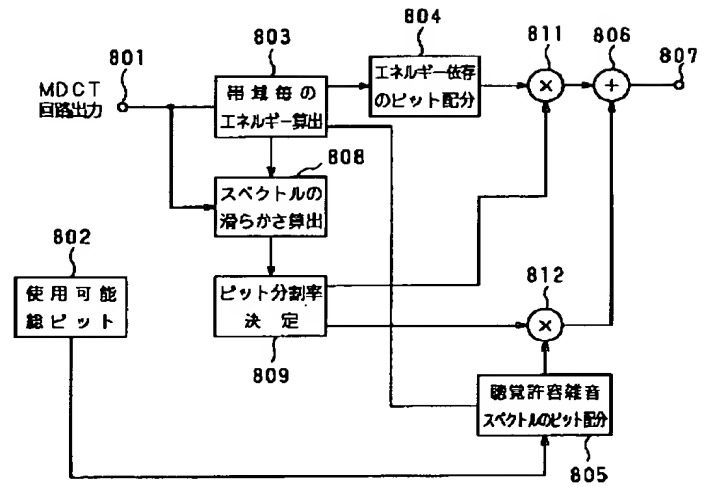
【図 2】



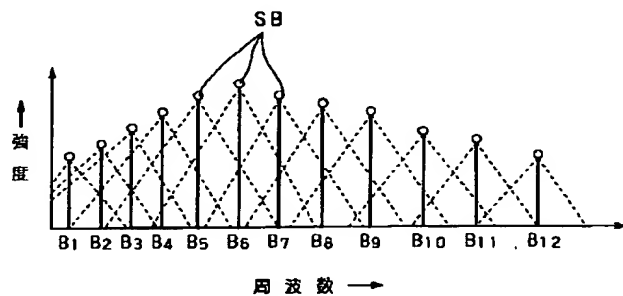
【図 3】



【図 4】

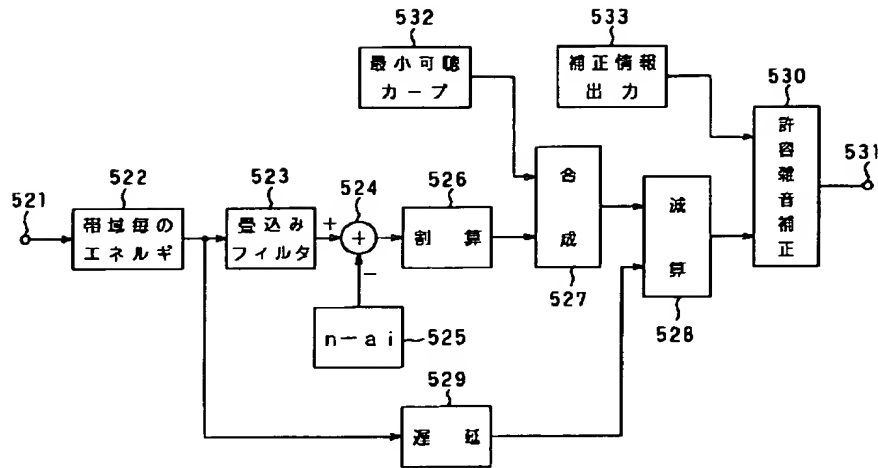


【図 6】

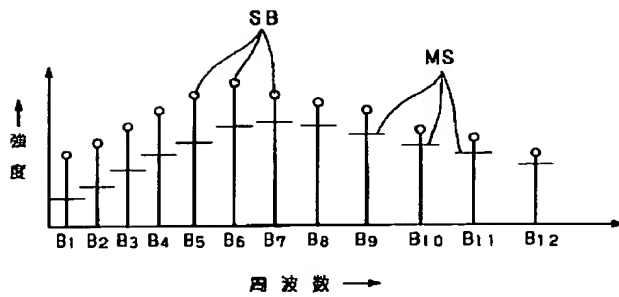


**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

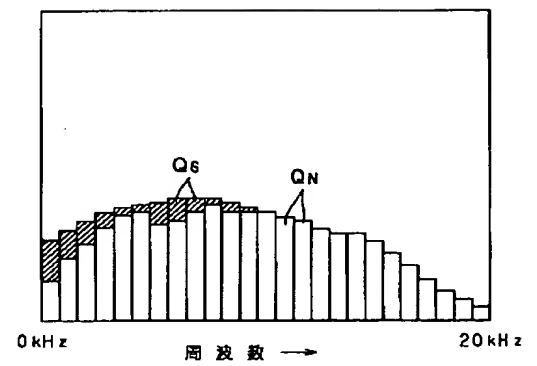
【図 5】



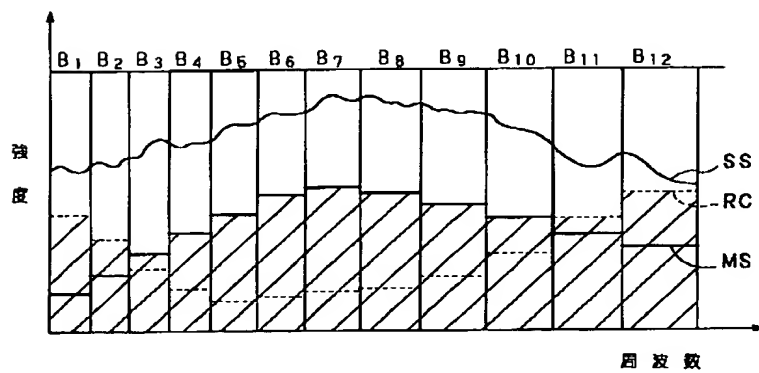
【図 7】



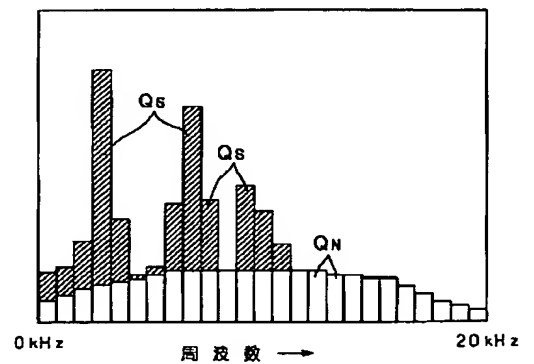
【図 9】



【図 8】



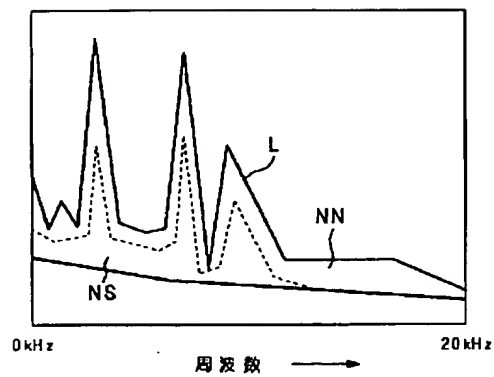
【図 10】



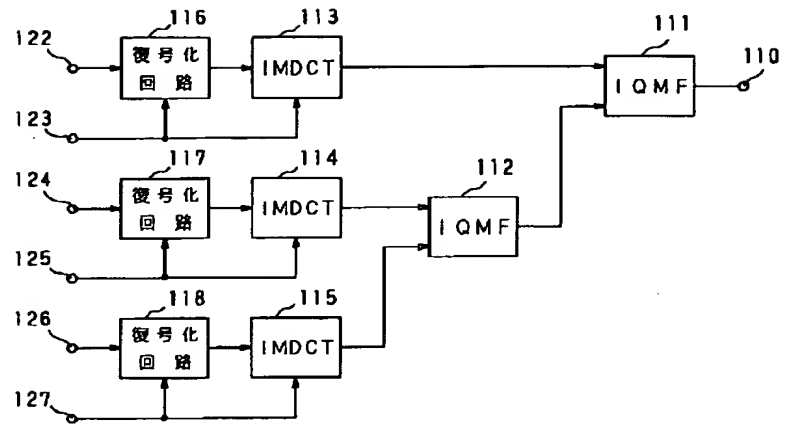
**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



【図12】



【図13】



【図14】

(A)

シンク情報	サブ情報	サブ情報	メイン情報	メイン情報	
IS	ISA	ISB	IMA	IMB	

シンクブロック

(B)

シンク情報	サブ情報	メイン情報	サブ情報	メイン情報	
IS	ISA	IMA	ISB	IMB	

シンクブロック

フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

H03H 17/02

H04B 14/04

識別記号

庁内整理番号

FI

技術表示箇所

E 8842-5J

Z

THIS PAGE BLANK (USPTO)



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08046517 A**(43) Date of publication of application: **16.02.96**

(51) Int. Cl.

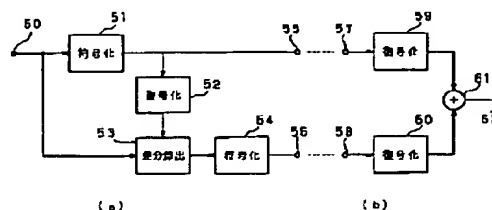
**H03M 7/30****G10L 7/04****G10L 9/18****G11B 20/10****H03H 17/02****H04B 14/04**(21) Application number: **06177046**(71) Applicant: **SONY CORP**(22) Date of filing: **28.07.94**(72) Inventor: **KONO MAKOTO****(54) HIGH EFFICIENCY CODING AND DECODING SYSTEM**

(57) Abstract:

**PURPOSE:** To prevent generation of a pre-echo in the system where interchangeability is provided even to a reproduction device fixed by an existing low bit rate, the system with high sound quality using a higher bit rate is able to be introduced and bits are arranged completely optimizingly with respect to signals of every property.

**CONSTITUTION:** A high efficiency coder is provided with plural coding circuits 51, 54, a decoding circuit 52 decoding a signal subjected to coding processing, and a difference calculation circuit 53 calculating a difference between an input signal and a signal subjected to decoding processing. Then the input signal is coded and the coded signal is decoded and a difference between the decoded signal and the input signal is further coded and the result is transmitted to the high efficiency decoder together with the coded input signal. Furthermore, the high efficiency decoder is provided with plural decoding circuits 59, 60 and an adder circuit 61 synthesizing decoded signals and the coded signal from the high efficiency coder is decoded and the result is synthesized on time base and output signal is obtained.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**